

10/532734

JC20 Rec'd PCT/PTO 22 APR 2005

DOCKET NO.: 51876P844

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of:

KYUNG-HI CHANG, ET AL.

Art Group:

Application No.:

Examiner:

Filed:

For: **FREQUENCY HOPPING OFDMA
METHOD USING SYMBOLS OF
COMB PATTERN**Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450**REQUEST FOR PRIORITY**

Sir:

Applicant respectfully requests a convention priority for the above-captioned application, namely:

COUNTRY	APPLICATION NUMBER	DATE OF FILING
KR	2002/65638	26 October 2002

☐ A certified copy of the document is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

Blakely, Sokoloff, Taylor & Zafman LLP

Dated: 4/21/0512400 Wilshire Boulevard, 7th Floor
Los Angeles, CA 90025
Telephone: (310) 207-3800
Eric S. Hyman, Reg. No. 30,139

REC'D 16 DEC 2002

WIPO PCT



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원 번호 :
Application Number

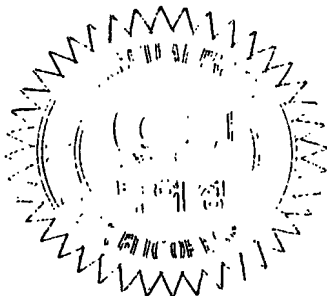
10-2002-0065638
PATENT-2002-0065638

출원 년 월 일 :
Date of Application

2002년 10월 26일
OCT 26, 2002

출원 인 :
Applicant(s)

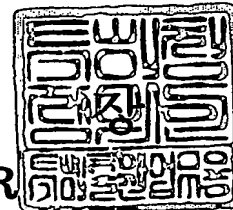
한국전자통신연구원 외 1명
Electronics and Telecommunications Research Insti



2002 년 11 월 26 일

특 허 청

COMMISSIONER



PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

BEST AVAILABLE COPY

【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2002.10.26
【발명의 명칭】	콤 패턴 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법및 그 장치
【발명의 영문명칭】	Frequency Hopping OFDMA Method and Apparatus Using Symbols of Comb Pattern
【출원인】	
【명칭】	한국전자통신연구원
【출원인코드】	3-1998-007763-8
【출원인】	
【명칭】	학교법인 중앙대학교
【출원인코드】	2-2002-008619-9
【대리인】	
【명칭】	특허법인 신성
【대리인코드】	9-2000-100004-8
【지정된변리사】	변리사 정지원, 변리사 원석희, 변리사 박정후
【포괄위임등록번호】	2000-051975-8
【발명자】	
【성명의 국문표기】	장경희
【성명의 영문표기】	CHANG,Kyung Hi
【주민등록번호】	620620-1067111
【우편번호】	302-121
【주소】	대전광역시 서구 둔산1동 크로바아파트 104-1409
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김광순
【성명의 영문표기】	KIM,Kwang Soon
【주민등록번호】	720920-1017317
【우편번호】	305-345
【주소】	대전광역시 유성구 신성동 하나아파트 109-1203
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】

조용수

【성명의 영문표기】

CH0, Yong Soo

【주민등록번호】

590915-1047122

【우편번호】

137-040

【주소】

서울특별시 서초구 반포동 1-1 신반포 3차 아파트 25-100

【국적】

KR

【발명자】

【성명의 국문표기】

하석원

【성명의 영문표기】

HA, Suk Won

【주민등록번호】

730220-1042021

【우편번호】

143-751

【주소】

서울특별시 광진구 광장동 극동아파트 1-405

【국적】

KR

【취지】

특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 다
리인 특허법인 신
성 (인)

【수수료】

【기본출원료】

20 면 29,000 원

【가산출원료】

109 면 109,000 원

【우선권주장료】

0 건 0 원

【심사청구료】

0 항 0 원

【합계】

138,000 원

【감면사유】

정부출연연구기관

【감면후 수수료】

69,000 원

【기술이전】

【기술양도】

희망

【실시권 허여】

희망

【기술지도】

희망

【첨부서류】

1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】

【요약】

1. 청구범위에 기재된 발명이 속한 기술분야

comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)에 관한 것임.

2. 발명이 해결하고자 하는 기술적 과제

전체 사용 대역에 걸쳐 등 간격으로 분포한 부반송파 그룹 즉 comb 심벌의 부반송파 그룹을 할당하고, 할당된 comb 심벌을 주파수 도약시킴.

3. 발명의 해결 방법의 요지

변조된 데이터 시퀀스에 대해 전체 사용 가능 주파수 대역에서 균일하게 배치되는 소정 개수의 부반송파-부반송파 그룹-로 구성된 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ - k 는 주파수 인덱스-를 할당하는 부반송파 할당부, 상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 독립적인 주파수 오프셋을 갖도록 주파수 도약시키는 주파수 도약부, 상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 시간 영역 신호 $x(n)$ - n 은 시간 인덱스-로 역 부분 고속 푸리에 변환시켜 전송하는 역 부분 고속 푸리에 변환부 및 상기 역 부분 고속 푸리에 변환부로부터 출력되는 시간 영역 신호 $x(n)$ 를 무선 채널로 전송하는 무선신호 송신부를 포함함.

4. 발명의 중요한 용도

직교 주파수 분할 다중 접속 시스템에 적용됨.

【대표도】

도 2

출력 일자: 2002/12/3

【색인어】

직교 주파수 분할 다중 접속, 부반송파, 콤 패턴, 부분 고속 푸리에 변환

【명세서】

【발명의 명칭】

콤 패턴 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법 및 그 장치{Frequency Hopping OFDMA Method and Apparatus Using Symbols of Comb Pattern}

【도면의 간단한 설명】

도1a는 종래의 OFDMA방식에 따라 클러스터의 주파수 도약 패턴을 설명하기 위한 도면,

도1b는 종래의 OFDMA방식에 따라 클러스터가 주파수 도약하는 과정에서 채널의 주파수 널에 빠지는 상태를 나타내는 도면,

도2는 본 발명의 일실시예에 따른 comb 심벌의 주파수 도약 OFDMA 시스템 블록도,

도3은 본 발명의 일실시예에 따라 부반송파로 구성된 comb 심벌을 주파수 영역에서 나타낸 도면,

도4는 본 발명의 일실시예에 따른 comb 심벌의 주파수 도약 예를 설명하기 위한 도면,

도5는 radix-2 DIF 버터플라이부의 구성도,

도6은 radix-2 DIT 버터플라이부의 구성도,

도7은 DIF 알고리즘이 적용된 고속 푸리에 변환부의 신호 흐름도,

도8은 DIT 알고리즘이 적용된 고속 푸리에 변환부의 신호 흐름도,

도9는 DIF 알고리즘이 적용된 역 고속 푸리에 변환부의 신호 흐름도,

도10은 본 발명의 일실시예에 따라 인접 그룹으로 쉬프트할 경우 주파수 대역에서 comb 심벌의 도약 패턴을 설명하기 위한 도면,

도11은 본 발명의 일실시예에 따라 부반송파 그룹들이 랜덤하게 주파수 도약할 경우 주파수 대역에서 comb 심벌의 주파수 도약 패턴을 설명하기 위한 도면,

도12는 본 발명의 일실시예에 따라 comb 심벌이 추가 할당되는 경우에 주파수 대역에서 부반송파 배치의 변화를 설명하기 위한 도면,

도13은 본 발명의 일실시예에 따라 DIF방식 고속 푸리에 변환부에서 인접한 부반송파 그룹을 산출하기 위해 필요한 버터플라이부의 연산량을 설명하기 위한 도면,

도14는 DIF방식 고속 푸리에 변환부에서 인접하지 않은 부반송파 그룹을 산출하기 위해 필요한 버터플라이부의 연산량을 설명하기 위한 도면,

도15는 본 발명의 일실시예에 따라 상이한 크기의 부반송파 그룹으로 구성된 comb 심벌이 동일한 크기의 인접한 부반송파 그룹으로 주파수 도약하는 패턴을 설명하기 위한 도면,

도16a 내지 도16d는 본 발명의 일실시예에 따라 하나의 부반송파 그룹으로 구성된 comb 심벌의 주파수 도약 패턴에 따른 부분 고속 푸리에 변환 연산과정을 설명하기 위한 도면,

도17a 내지 도17d 및 도18a 내지 도18d는 두 개의 comb 심벌을 할당받은 경우 주파수 도약 패턴에 따른 부분 고속 푸리에 변환 연산과정을 설명하기 위한 도면,

도19는 본 발명의 일실시예에 따라 콤심벌이 추가로 할당되어 두 개의 부반송파 그룹이 주파수 도약할 경우 주파수 대역에서 부반송파들의 간격변화를 설명하기 위한 도면,

도20은 본 발명의 일실시예에 따라 4개의 부반송파 그룹으로 구성된 comb 심벌이 랜덤하게 주파수 도약하는 패턴의 예를 설명하기 위한 도면,

도21은 셀 배치도,

도22a 내지 도22g 및 도23a 내지 도23g는 본 발명의 일실시예에 따라 셀간 간섭 감소 위한 도약 패턴의 예를 설명하기 위한 도면,

도24는 파일럿 신호의 배치를 나타내는 도면,

도25는 본 발명의 일실시예에 따라 파일럿 신호를 위해 할당된 부반송파 그룹과 데이터 신호를 위해 할당된 부반송파 그룹의 주파수 도약을 설명하기 위한 도면,

도26은 전체 부반송파의 개수 N 과 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수 N_s 가 2의 지수꼴일 때 comb 심벌을 트리(tree) 구조로 나타내고, 한 셀에서 트리 구조에 따라 comb 심벌 자원을 할당하는 방법을 설명하기 위한 도면,

도27a는 전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수이고 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수 N_s 가 2의 지수꼴일 때 comb 심벌을 트리(tree) 구조로 나타내고, 한 셀에서 트리 구조에 따라 comb 심벌 자원을 할당하되 널 반송파(null carrier)에 해당하는 데이터를 천공하여 전송하는 방법을 설명하기 위한 도면,

도27b는 전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수이고 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수 N_s 가 2의 지수꼴일 때 comb 심벌을 트리(tree) 구조로 나타내고, 한 셀에서

트리 구조에 따라 comb 심벌 자원을 할당하되 널 반송파(null carrier)에 해당하는 위치에 널(null) 데이터를 삽입하여 전송하는 방법을 설명하기 위한 도면,

도28a 및 도28b는 임의의 전체 부반송파의 개수를 갖고 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수 N_s 는 2의 지수꼴일 때 comb 심벌을 다중트리(multiple-tree) 구조로 나타내고, 한 셀에서 다중 트리 구조에 따라 comb 심벌 자원을 할당하는 방법을 설명하기 위한 도면,

도28c는 전체 부반송파 개수 N 을 M 개의 연속된 부반송파로 구성된 클러스터로 나누어 각 클러스터마다 (N/M) -pt 고속 푸리에 변환을 사용하는 경우에 각 클러스터 안의 부반송파를 comb 심벌의 트리(tree) 구조로 나타내고 이를 서브트리(sub-tree)로 하여 전체 부반송파를 다중트리(multiple-tree) 구조로 나타내고 이에 따라 comb 심벌 자원을 할당하는 방법을 설명하기 위한 도면,

도29는 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수 N_s 가 2의 지수꼴이 아닐 때 다중트리(multiple-tree) 구조로부터 comb 심벌 자원을 할당하는 방법을 설명하기 위한 도면,

도30은 한 셀에서 모든 comb 심벌이 임의의 하나의 주파수 도약 패턴에 따라 주파수 영역에서 도약하여 서로 다른 개수의 부반송파로 이루어진 comb 심벌들이 충돌이 일어나지 않으면서 주파수 도약을 하는 방법을 설명하기 위한 도면이다.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <32> 본 발명은 직교 주파수 분할 다중 접속(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) 방법 및 그 장치에 관한 것으로 특히, 무선 이동 통신 시스템에서 comb 심벌의 주파수 도약 OFDMA 방법 및 그 장치에 관한 것이다.
- <33> OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 사용 가능한 모든 대역을 소정 수(약 2천~8천개)의 협대역으로 분할하고, 협대역의 부반송파(sub-carrier)를 병렬로 변조하여 전송하는 다중 반송파 전송(multi-carrier transmission) 방법으로서, 각각의 부반송파에는 데이터양이 적은 저속 데이터가 할당된다. 변조 방법은 데이터 용량의 변화 또는 확실한 전송요구에 따라 단순한 QPSK에서부터 256-QAM 등 다양하게 적용된다.
- <34> 상호 간섭을 일으키지 않고 다른 채널에 가깝게 접근하기 위해서 채널 신호는 상호 직교성(orthogonality)을 가지고 있으며, 이에 따라 각 채널의 중심주파수에서는 다른 부반송파의 영향이 존재하지 않기 때문에 높은 주파수 이용 효율을 갖는다. 각 반송파는 협대역(예를 들면 1Khz) 신호로 처리되어 전송속도가 늦기 때문에 신호가 다중 반사되어 전송됨에 따라 지연시간이 존재하더라도(예를 들면, 500nsec) OFDM 심벌간 간섭이 제거될 수 있다.
- <35> 즉, OFDM 방식에서는 상호 직교성 있는 부반송파가 사용되므로 주파수 이용효율이 높아지고, 하나의 탭을 갖는 간단한 주파수영역 등화기만으로도 다중경로 채널을 쉽게

극복할 수 있으며, 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform, FFT)을 이용하여 고속으로 구현할 수 있기 때문에 최근 고속의 디지털 통신시스템의 전송방식으로 널리 사용되고 있다. 예를 들어, DAB(Digital Audio Broadcasting), DVB(Digital Video Broadcasting), IEEE 802.11a, HIPERLAN/2 등의 무선 통신시스템에서 OFDM 방식이 사용되고, xDSL(Digital Subscriber Line)과 같은 유선 통신시스템에서도 OFDM과 유사한 DMT(Discrete MultiTone) 방식이 사용되고 있다.

<36> 한편, 브로드캐스팅 방식 또는 점대점(point-to-point) 방식의 통신 시스템과는 달리 다수의 이동국이 OFDM 방식을 사용하여 데이터를 전송할 경우에는 다중 접속 방식이 필요하다. 대표적 방식으로는 직교 주파수 분할 다중화-시분할 다중 접속 방법(OFDM-TDMA), 직교 주파수 분할 다중화-주파수 분할 다중 접속 방법(OFDM-FDMA(OFDMA)) 및 직교 주파수 분할 다중화-코드 분할 다중 접속 방법(OFDM-CDMA)이 있다.

<37> OFDMA는 각 이동국이 전체 부반송파 중에서 소정 부반송파를 항상 사용할 수 있으며, 부반송파의 할당은 이동국의 요구에 따라 가변적으로 이루어진다. 즉 OFDMA는 각 이동국이 요구하는 데이터 전송률에 따라 부반송파의 개수가 다르게 할당됨으로써 자원이 효율적으로 분배될 수 있으며, OFDM-TDMA 시스템의 각 이동국이 데이터를 송수신하기 전에 프리앰블이 불필요하기 때문에 높은 전송효율을 갖는다.

<38> 특히 OFDMA방식은 많은 수의 부반송파를 사용할 경우(즉 고속 푸리에 변환부의 크기가 큰 경우)에 적합하기 때문에 넓은 지역의 셀-지연확산이 비교적 큼-을 갖는 무선 통신시스템에 효율적으로 적용된다.

<39> 한편, 주파수 도약(Frequency Hopping) OFDMA방식은 무선 채널에서 깊은 페이딩에 빠진 부반송파가 존재하는 경우나 다른 이동국에 의한 부반송파 간섭이 존재하는 경우에 이를 극복하여 주파수 다이버시티 효과를 높이고 간섭평균효과를 얻는데 사용된다. 이에 대한 자세한 내용은 [Richard van Nee and Ramjee Prasad, 「OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, 2000」에 잘 나타나 있다.

<40> 도1a는 종래의 주파수 도약-OFDMA방식에 따라 클러스터로 구성된 부반송파의 주파수 도약 패턴을 설명하기 위한 도면으로서, 도면에 도시된 바와 같이 이동국의 요구 데이터 전송률에 따라 각기 다른 주파수 대역 a, b 및 c가 할당되고, 할당된 주파수 대역은 시간에 따라 주파수 도약함으로써 변화한다. 도1a에 도시된 각 격자의 세로축(11)은 주파수 영역에서 연속된 부반송파들의 집합 즉 주파수 대역(격자 내 부반송파수*부반송파 주파수간격, 클러스터(Cluster))을 나타내고, 각 격자의 가로축(10)은 심벌주기를 나타낸다.

<41> 도1a에 도시된 종래의 주파수 도약 OFDMA에서는 이동국에 부반송파가 할당될 때, 전체 사용 가능한 부반송파로부터 소정 개수의 인접한 부반송파가 그룹화되어 구성된 클러스터(Cluster)가 기본 단위로 되고, 클러스터가 시간 슬롯에 따라 주파수 도약함으로써 클러스터가 지속적으로 주파수 널에 빠지는 것을 방지한다. 이에 대한 자세한 내용은 [J. Chuang and N.R. Sollenberger, Beyond 3G: wideband wireless data access based on OFDM and dynamic packet assignment, IEEE Communication Magazine, pp.78-87, July 2000]에 잘 나타나 있다.

<42> 도1b는 종래의 주파수 도약 OFDMA방식에 따라 클러스터로 구성된 부반송파가 주파수 도약하는 과정에서 채널의 주파수 널에 빠지는 상태를 나타내는 도면으로서, 도면에 도시된 바와 같이 종래기술에 따르면 연속된 부반송파들의 집합인 클러스터(40, 41) 들은 시간 슬롯에 따라 랜덤하게 주파수 도약한다. 한편, 종래기술에 따르면 클러스터(40)가 시간 슬롯 3에서와 같이 채널의 주파수 널에 빠진 경우에 발생하는 연접 오류(burst error)를 극복하기 위해서 인터리빙(interleaving)과 부호화가 수행 된다.

<43> 그러나 종래의 클러스터 방식에 따르면 이동국은 자신에게 할당된 클러스터에 불구하고 전체 부반송파에 대하여 고속 푸리에 변환을 수행하기 때문에 전력소모가 크다는 문제점이 있다. 또한 종래기술에 따르면 제어 신호와 같이 데이터의 길이가 짧아 인터리빙이 수행되지 않는 짧은 패킷을 전송하는 경우에는 연접 오류(Burst Error)를 극복할 수 없다는 문제점이 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<44> 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해 제안된 것으로서, 주파수 도약-OFDMA에서 부반송파를 연속된 인접 부반송파 그룹인 클러스터 단위로 할당하는 대신, 전체 사용 가능 대역에 걸쳐 소정 간격으로 분포한 부반송파 그룹 즉 comb 패턴의 부반송파 그룹을 할당함으로써 짧은 패킷이 전송되는 경우에도 연접 오류를 극복할 수 있는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<45> 또한 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해 제안된 것으로서, OFDMA의 부반송파로서 comb 패턴의 부반송파 그룹을 할당함으로써 고속 푸리에 변환부의 연산량을 감소시킬 수 있는 comb 심벌의 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<46> 또한 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해 제안된 것으로서, OFDMA의 부반송파를 comb 심벌을 추가로 할당하는 경우에 기 할당된 comb 심벌과 동일한 크기를 갖고 기 할당된 comb 심벌의 부반송파에 인접한 부반송파로 구성된 comb 심벌을 할당함으로써 고속 푸리에 변환부의 연산량을 감소시킬 수 있는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<47> 또한 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해 제안된 것으로서, 주파수 도약의 최소 단위를 할당된 comb 심벌의 크기로 설정함으로써 고속 푸리에 변환부의 연산량을 감소시킬 수 있는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<48> 또한 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해 제안된 것으로서, OFDMA의 comb 심벌을 추가로 할당할 경우에 주파수 도약의 최소 단위

를 최초 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 크기로 설정함으로써 도약에 따라 부반송파의 간격을 변화시켜 주파수 다이버시티 효과를 증대시키는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<49> 또한 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해 제안된 것으로서, OFDMA의 comb 심벌의 크기별로 부반송파 그룹 군(群)을 형성하며 소정의 comb 심벌은 소정의 부반송파 그룹 군(群) 내에서만 할당 및 주파수 도약시킴으로써 주파수 이용 효율을 향상시키고 고속 푸리에 변환부의 연산량을 감소시킬 수 있는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<50> 또한 본 발명에 따른 일실시예는, 임의의 기지국 셀 내에서는 모든 이동국이 동일한 주파수 도약 패턴을 갖도록 함으로써 셀 내의 이동국간 간섭을 방지할 수 있는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<51> 또한 본 발명에 따른 일실시예는, 기지국 셀 별로 할당하는 comb 심벌의 주파수 도약 패턴을 달리함으로써 셀 간 간섭을 최소화할 수 있는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<52> 또한 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 문제점을 해결하기 위하여 안출된 것으로서, 파일럿 신호(pilot tone)에 대하여 고속 푸리에 변환부의 연산량이 가장 작은

그룹의 부반송파로 구성된 comb 심벌을 우선순위로 할당하고 주파수 도약을 수행하지 않도록 함으로써 전체 대역에 대한 채널 정보를 최소의 전력으로 얻을 수 있도록 하는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<53> 또한 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 문제점을 해결하기 위하여 제안된 것으로서, 전송률에 따라 부반송파의 개수가 다른 여러 가지 comb 심벌을 구성하는 경우, comb 심벌을 트리 구조 또는 다중 트리 구조로 나타 내고, 한 셀에서 트리 구조 또는 다중 트리 구조에 따라 comb 심벌 자원을 할당함으로써 임의의 개수의 부반송파를 할당하면서도 한 셀에서 comb 심벌이 직교하도록 자원을 할당하는 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<54> 또한 본 발명에 따른 일실시예는 상기와 같은 문제점을 해결하기 위하여 제안된 것으로서, 전송률에 따라 부반송파 개수가 다른 여러 가지 comb 심벌을 구성하는 경우에, 한 셀에서 모든 comb 심벌이 임의의 하나의 주파수 도약 패턴에 따라 주파수 영역에서 도약하여 서로 다른 개수의 부반송파로 이루어진 comb 심벌들이 충돌이 일어나지 않으면서 주파수 도약을 하는 방법 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

<55> 본 발명이 속한 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 명세서의 도면, 발명의 상세한 설명 및 특허청구범위로부터 본 발명의 다른 목적 및 장점을 쉽게 인식할 수 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<56> 상기와 같은 목적을 달성하기 위해 본 발명은, 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법에 있어서, 변조된 데이터 시퀀스에 대해 전체 사용 가능 주파수 대역에서 균일하게 배치되는 소정 개수의 부반송파-부반송파 그룹-로 구성된 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ - k 는 주파수 인덱스-를 할당하는 제1단계, 상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 독립적인 주파수 오프셋을 갖도록 주파수 도약시키는 제2단계 및 상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 시간 영역 신호 $x(n)$ - n 은 시간 인덱스-로 역 부분 고속 푸리에 변환시키는 제3단계를 포함하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법을 제공한다.

<57> 또한, 상기와 같은 목적을 달성하기 위해 본 발명은, 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템에 있어서, 변조된 데이터 시퀀스에 대해 전체 사용 가능 주파수 대역에서 균일하게 배치되는 소정 개수의 부반송파-부반송파 그룹-로 구성된 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ - k 는 주파수 인덱스-를 할당하는 부반송파 할당부, 상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 독립적인 주파수 오프셋을 갖도록 주파수 도약시키는 주파수 도약부, 상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 시간 영역 신호 $x(n)$ - n 은 시간 인덱스-로 역 부분 고속 푸리에 변환시켜 전송하는 역 부분 고속 푸리에 변환부 및 상기 역 부분 고속 푸리에 변환부로부터 출력되는 시간 영역 신호 $x(n)$ 를 무선 채널로 전송하는 무선신호 송신부를 포함하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템을 제공한다.

<58> 상술한 목적, 특징 및 장점들은 첨부된 도면과 관련한 다음의 상세한 설명을 통하여 보다 분명해 질 것이다. 우선 각 도면의 구성요소들에 참조 번호를 부가함에 있어서, 동일한 구성 요소들에 한해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 번호를 가지도록 하고 있음에 유의하여야 한다. 또한, 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지 기술에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우 그 상세한 설명을 생략한다. 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 상세히 설명한다.

<59> 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 대하여 예를 상세하게 설명한다.

<60> 도2는 본 발명의 일실시예에 따른 comb 심벌의 주파수 도약 OFDMA 시스템 블록도로써, 도면에 도시된 바와 같이 주파수 도약 OFDMA 통신 시스템은 송신 시스템(210)과 수신 시스템(230)으로 구성된다.

<61> 송신 시스템(210)은 변조부(211), 부반송파 할당부(212), 주파수 도약부(213), 역고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)부(214) 및 무선 신호 송신부(215)로 구성된다. 전송되는 데이터 시퀀스는 변조부(211)에서 QPSK 등과 같은 공지의 변조 기법에 의해 변조되어 복소수 값으로 매핑된다. 변조 기법은 시스템 설계자의 선택 사항으로서 본 발명은 특정의 변조 기법에 한정되지 아니하는 것으로 이해되어야 한다. 복수의 이동국은 각각의 요구 전송률에 따라 서로 다른 크기의 부반송파 그룹으로 구성

된 comb 심벌을 부반송파 할당부(212)에서 할당받아 상기 변조부(211)에서 변조된 복소수를 각 부반송파 신호에 할당한다.

<62> 주파수 도약부(213)에서는 부반송파를 시간 슬롯에 따라 주어진 패턴에 의해 주파수 도약시켜 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 역 고속 푸리에 변환부(214)로 출력한다. 역 고속 푸리에 변환부(214)에 의해 주파수영역 신호 $X(k)$ 로부터 변환된 시간영역 신호 $x(n)$ 는 무선 신호 송신부(215)에서 다중경로 페이딩에 의한 심벌간 간섭(Inter Symbol Interference, ISI)을 방지하기 위하여 보호구간이 삽입된 후에 아날로그 신호로 변환되어 수신 시스템(230)으로 전송된다.

<63> 수신 시스템(230)은 무선 신호 수신부(232), 고속 푸리에 변환부(233), 역 주파수 도약부(234), 부반송파 복원부(235), 복조부(236)로 구성된다. 무선 신호 수신부(232)는 무선 통신 채널 환경(220)을 통하여 수신 시스템(230)으로 전송된 무선 신호를 수신하고 샘플링 한 후에 보호구간을 제거하여 시간영역 신호 $y(n)$ 를 고속 푸리에 변환부(233)로 출력한다. 고속 푸리에 변환부(233)에서 시간영역 신호 $y(n)$ 는 주파수영역 신호 $Y(k)$ 로 변환된다. 역 주파수 도약부(234)에서는 송신 시스템(210)에서 시간 슬롯에 따라 주파수 도약시킨 comb 심벌을 주파수 도약 전의 부반송파 주파수로 복원시키고, 부반송파 복원부(235)에서는 이동국 별로 할당되었던 comb 심벌의 부반송파로부터 복소수로 표현되는 데이터 시퀀스를 복원한다. 마지막으로 복조부(236)를 통하여 데이터 시퀀스가 복원된다.

<64> 도3은 본 발명의 일실시예에 따라 부반송파로 구성된 comb 심벌을 주파수 영역에서 나타낸 도면으로서, 본 발명의 일실시예에서는 도3에 나타난 바와 같이 전체 사용 가능 주파수 대역에 걸쳐 동일한 주파수 간격으로 부반송파를 할당하는 comb 패턴을 사용하며, 이러한 comb 패턴을 구성하는 부반송파들의 집합을 본 발명에서는 comb 심벌이라고 정의하고 상기 부반송파 집합을 부반송파 그룹이라 정의한다. 도3에서 참조 번호 30 내지 33은 각 comb 심벌을 나타낸다. 전체 사용 가능 주파수 대역에서 사용 가능한 전체 부반송파의 수를 N , i 번째 comb 심벌을 구성하는 부반송파수를 N_{si} , 전체 사용 가능 주파수 대역에서 할당 가능한 comb 심벌의 수를 N_c 라고 각각 정의 하면 다음 수학적식1과 같은 관계식이 성립된다.

<65>
$$N = \sum_{i=1}^{N_c} N_{si} = N_c * N_s (N_{si} = N_s = Const. \text{인 경우})$$

 【수학적식 1】

<66> 단,

<67> N_c : 전체 사용 가능 주파수 대역에서 할당 가능한 comb 심벌의 개수, 주파수 오프셋의 수

<68> N_{si} : i 번째 comb 심벌 내의 부반송파 개수, i 번째 comb 심벌의 크기, i 번째 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 크기

<69> 여기서, N_c 개 각각의 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수 N_s 는 데이터 전송량에 따라 개별적으로 다르게 설정될 수 있다. 예를 들어 어느 comb 심벌은 4개의 부반송파로 구성될 수 있는 반면, 다른 comb 심벌은 64개의 부반송파로 구성될 수도 있다.

<70> 한편, 도3에 도시된 바와 같이 i번째 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 집합은 주파수 영역에서 $\Delta f (=N_c \cdot \Delta f)$ [Hz]의 간격을 가지며 아래의 수학식2와 같이 표현된다.

<71> **【수학식 2】**
$$X_{N_c, q} = \begin{cases} \neq 0, k = p_i N_c + q_i \\ = 0, otherwise \end{cases}$$

<72> 단,

<73>
$$\begin{cases} p_i = 0, 1, \dots, N_{si} - 1 \\ q_i = 0, 1, \dots, N_c - 1 \end{cases}$$

<74> 이러한 comb 심벌을 기본단위로 다중 접속을 하는 경우에는 comb 심벌을 구성하는 부반송파들이 전체 주파수대역에 걸쳐 동일한 주파수 간격으로 떨어져 있기 때문에 comb 심벌 자체로 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있다. 또한 comb 심벌이 시간 슬롯에 따라 주파수 도약함으로써 주파수 다이버시티 효과와 간섭평균 효과를 얻을 수 있다.

<75> 도4는 본 발명의 일실시예에 따른 comb 심벌의 주파수 도약 예를 설명하기 위한 도면으로서 도면에 도시된 바와 같이 2개의 comb 심벌(50, 51) 각각을 구성하는 부반송파가 전체 대역에 걸쳐 균일하게 떨어져 있기 때문에 동시에 모든 부반송파가 주파수 널에 빠지지 않아 연접 오류를 방지할 수 있음을 보여준다. 따라서 본 발명의 일실시예에 따른 comb 심벌의 주파수 도약 방식은 짧은 패킷이 전송되는 경우 종래 기술인 클러스터 방식에 비해 우수한 주파수 다이버시티 효과를 갖는다.

<76> 이상에서 설명된 바와 같이 comb 심벌을 기본단위로 각 이동국에 부반송파를 할당하고 각 이동국의 신호를 comb 심벌의 주파수 오프셋으로 구분하게 되면 이하에서 설명되는 부분 고속 푸리에 변환(partial FFT)을 이용하여 수신 시스템(230)에서 각 이동국에게 할당된 부반송파에 해당하는 신호만을 복원할 수 있다.

<77> 부분 고속 푸리에 변환을 수식적으로 알아보면 다음과 같다. 고속 푸리에 변환은 디지털 신호 처리 알고리즘 중 하나로서 이산 푸리에 변환(Discrete Fourier Transform, DFT)을 구현하는 알고리즘이다. 고속 푸리에 변환은 실시간 신호 처리를 위해 하나 또는 그 이상의 물리장치의 집적회로 내에서 구현된다. 본 발명의 일실시예에 따른 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법에서는 도2의 고속 푸리에 변환부(233)에서 구현된다.

<78> N- 포인트 순방향(direct) DFT 연산식은 다음의 수학식3과 같이 표현된다.

<79> **【수학식 3】**
$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) W^{nk}, \quad k=0, 1, \dots, N-1$$

<80> 단,

<81> n : 시간 인덱스

<82> k : 주파수 인덱스

<83> N : 포인트

<84> $W = e^{-j2\pi/N}$: 회전 인자(twiddle factor)

<85> 위 수학적식3에서 $y(n)$ 는 수신 시스템(230)에서 수신한 시간영역의 comb 심벌 즉 OFDM 신호를 샘플링 간격 T_s [초]로 샘플링한 값을 나타내고, $Y(k)$ 는 $y(n)$ 의 주파수영역 신호를 나타낸다. 보호구간을 제외한 OFDM 심벌 주기를 T [초]라고 하면 부반송파 간격 Δf [Hz]는 $1/T$ 과 같다. 따라서 반송파 주파수가 f_c [Hz]라고 하면 $Y(k)$ 는 $f_c + (k - \frac{N}{2})\Delta f$ [Hz]에서의 값을 나타낸다.

<86> 수학적식3의 주파수영역 인덱스와 시간영역 인덱스인 k 및 n 은 다음의 수학적식4와 같이 각각 2개의 변수로 분리하여 정의될 수 있다.

<87> 【수학적식 4】 $k = p_i N_C + q_i, \begin{cases} p_i = 0, 1, \dots, N_s - 1 \\ q_i = 0, 1, \dots, N_C - 1 \end{cases}$

<88> $n = r_i N_C + s_i, \begin{cases} r_i = 0, 1, \dots, N_C - 1 \\ s_i = 0, 1, \dots, N_s - 1 \end{cases}$

<89> 여기서 p 는 하나의 comb 심벌을 구성하는 개개의 부반송파를 표현하고 q 는 당해 comb 심벌의 주파수 오프셋을 표현한다. 예를 들어 주파수 오프셋 q 는 시스템 설계자의 선택에 따라 $0, N_C/2 * \Delta f, N_C/4 * \Delta f, 3N_C/4 * \Delta f, N_C/8 * \Delta f, 5N_C/8 * \Delta f, 3N_C/8 * \Delta f, 7N_C/8 * \Delta f, N_C/16 * \Delta f, 9N_C/16 * \Delta f, 5N_C/16 * \Delta f, 13N_C/16 * \Delta f, 3N_C/16 * \Delta f, 11N_C/16 * \Delta f, 7N_C/16 * \Delta f, 15N_C/16 * \Delta f, \dots$ [Hz] 등이 되도록 결정될 수 있다. 따라서 주파수 오프셋 q 는 특정의 패턴으로 한정되지 않는 것으로 이해되어야 한다.

<90> 수학식3의 변수 k 와 n 을 수학식4에서 정의된 변수 p_i, q_i, r_i, s_i 로 치환하여 DFT 식을 다시 구성하면 수학식5와 같다.

<91> **【수학식 5】**
$$Y(p, q) = \sum_{s=0}^{N_s-1} W^{N_s p} W^{s q} g(q, s)$$

<92> 단,

<93>
$$g(q, s) = \sum_{r=0}^{N_s-1} y(r, s) W^{N_s r}$$

<94> 여기서, $N_s = N_{si}$, $p = p_i$, $q = q_i$, $r = r_i$, $s = s_i$ 이다 .

<95> 본 발명의 일실시예에 따르면, 수신 시스템(230)에서 이동국은 전체 부반송파가 아니라 자신에게 할당된 부반송파만을 필요로 한다. 따라서 자신에게 할당된 comb 심벌만을 처리하는 경우에는 수학식5에서 이동국의 주파수 오프셋에 해당하는 변수 q_i 를 상수로 볼 수 있다. 이 경우 $g(q, s)$ 는 q_i 가 상수이므로 N_c 포인트에 대한 DFT 연산이 되고, N_c 개의 복소수 곱 연산을 수행하여 구할 수 있다.

<96> 따라서 $Y(p, q)$ 를 얻기 위해서는 $N(= \sum_i^{N_c} N_{si})$ 개의 복소수 곱 연산이 필요하게 되므로, 전체 DFT 을 수행할 경우 필요한 연산량 N^2 에 비하여 복소수 곱 연산이 크게 줄어든다.

<97> 여기서 N , N_{si} , N_c 가 2^n 일 경우에는 고속 푸리에 변환을 적용할 수 있게 된다.

이와 같이 전체 부반송파가 아닌 특정 부반송파에 대하여 전체 고속 푸리에 변환 연산을 수행하지 않고 고속 푸리에 변환 연산 중 일부분만을 수행하는 것을 부분 고속 푸리에 변환(partial FFT)이라고 하며, 구하고자 하는 특정 부반송파가 comb 심벌로 구성되는 경우에 고속 푸리에 변환 연산의 감소량을 최적화시킬 수 있게 된다.

<98> 고속 푸리에 변환 연산에는 DIF(Decimation-In-Frequency) 알고리즘과

DIT(Decimation-In-Time) 알고리즘 2가지가 있는데, 도5 및 도6 각각은 상기 수학식3을 radix-2 DIF 및 radix-2 DIT 알고리즘의 버터플라이로 표현한 radix-2 버터플라이부의 기본 구성을 나타내고 있다. 고속 푸리에 변환부(233) 및 역 고속 푸리에 변환부(214)를 구성하는 버터플라이부는 상기 수학식3의 산술 동작을 수행하는 구성요소로서 고속 푸리에 변환부 버터플라이 연산은 γ -포인트의 데이터 연산에 의해 이루어진다. 여기서 γ 는 기수(radix)이다. N -포인트 고속 푸리에 변환부는 $\log_2 N$ 스테이지를 위하여 각 스테이지마다 N/γ 개의 버터플라이부를 포함한다. 하나의 버터플라이 스테이지의 연산 결과는 다음 버터플라이 스테이지의 입력이 된다.

<99> 도7과 도8은 N 이 32(예를 들어, $N_c = 8$, $N_s = 4$)인 경우(32-포인트)에 DIF와 DIT의 각 알고리즘이 적용된 radix-2 고속 푸리에 변환부(233)에서의 신호 흐름도를 나타내고 있다. 도면에 도시된 바와 같이 32-포인트 고속 푸리에 변환부 버터플라이 연산은 $5(= \log_2 32)$ 개의 스테이지에 의해 수행되며, 각 스테이지는 $16(= 32/2)$ 개의 버터플라이부로

구성된다. 도7에서는 도5의 DIF 버터플라이부, 도8에서는 도6의 DIT 버터플라이부로 radix-2 고속 푸리에 변환부(233)가 각각 구성되어 있다.

<100> 무선신호 수신부(232)를 통해 수신된 comb 심벌 즉 OFDM 심벌의 시간영역 샘플 값 $y(n)$ 들이 도7에 도시된 고속 푸리에 변환부(233)의 입력부(60)에 표시된 순서대로 순차 입력된다. 즉, 도7에서는 0부터 31에 해당되는 n 값의 $y(n)$ 이 고속 푸리에 변환부(233)의 입력부(60)로 입력된다. 입력부(60)에 표시된 번호는 당해 입력 단자로 입력될 신호 $y(n)$ 의 n 즉 시간 인덱스를 의미하여 입력부 어드레스와 일치한다. 입력된 신호 $y(n)$ 는 각 스테이지에서 버터플라이 연산이 수행되며 맨 마지막 스테이지에서 버터플라이 연산이 수행된 후 주파수영역 신호 $Y(k)$ 가 고속 푸리에 변환부(233)의 출력 메모리(61)에 저장된다.

<101> 도면에서 출력 메모리(61)에 표시된 번호는 0부터 순차적으로 배열된 출력 메모리(61)의 어드레스를 비트 역전(bit reverse)시킨 값으로서 k 즉 주파수 인덱스를 의미한다.

<102> 도7에 도시된 DIF 고속 푸리에 변환부(233)의 신호 흐름에서 출력 메모리(61)에 저장된 주파수 영역의 신호 $Y(k)$ 들 중 메모리 어드레스를 기초로 소정 기준에 따라 그룹화된 $Y(k)$ 들이 부반송파 그룹이 된다. 어떤 부반송파 그룹이 저장된 메모리 어드레스에 가장 인접한 메모리 어드레스에 저장된 부반송파 그룹을 인접 그룹이라고 정의한다. 도7의 경우 메모리 어드레스 순서대로 그룹화된 $Y(k)$ 집합이 부반송파 그룹이 된다.

- <103> 이 때 출력 메모리(61)에 저장된 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 는 주파수 영역(65)에서 comb 심벌을 구성하는 부반송파 주파수에서 값을 갖도록, 출력 메모리(61) 어드레스의 비트 역전(bit reverse)된 순서로 매핑 된다. 따라서 출력 메모리(61)에 저장되는 부반송파 그룹의 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 들은 comb 심벌을 구성하는 부반송파 신호가 되는 것이다.
- <104> 도7의 일실시예(32-포인트 고속 푸리에 변환부)에서 출력 메모리(61)의 어드레스가 5비트로 구성된 경우 출력 메모리(61)의 어드레스와 비트 역전(bit reverse)되어 comb 심벌을 구성하는 부반송파($f_c + (k - \frac{N}{2}) \Delta f [Hz]$)에 의해 전송되는 $Y(k)$ 의 매핑 관계는 다음의 표1과 같다.

<105>

【표 1】

출력 메모리(61) 어드레스(10진수)	출력 메모리(61) 어드레스(2진수)	비트 역전된 k(2진수)	비트 역전된 k(10진수)	Y(k)의 주파수
0	00000	00000	0	$f_c + \left(0 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
1	00001	10000	16	$f_c + \left(16 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
2	00010	01000	8	$f_c + \left(8 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
3	00011	11000	24	$f_c + \left(24 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
4	00100	00100	4	$f_c + \left(4 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
5	00101	10100	20	$f_c + \left(20 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
6	00110	01100	12	$f_c + \left(12 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
7	00111	11100	28	$f_c + \left(28 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
8	01000	00010	2	$f_c + \left(2 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
9	01001	10010	18	$f_c + \left(18 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
10	01010	01010	10	$f_c + \left(10 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
11	01011	11010	26	$f_c + \left(26 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
12	01100	00110	6	$f_c + \left(6 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$

출력 일자: 2002/12/3

출력 일자: 2002/12/3

<106>

출력 일자: 2002/12/3

16	10000	00001	1	$f_c + \left(1 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
17	10001	10001	17	$f_c + \left(17 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
18	10010	01001	9	$f_c + \left(9 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
19	10011	11001	25	$f_c + \left(25 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
20	10100	00101	5	$f_c + \left(5 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
21	10101	10101	21	$f_c + \left(21 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
22	10110	01101	13	$f_c + \left(13 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
23	10111	11101	29	$f_c + \left(29 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
24	11000	00011	3	$f_c + \left(3 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
25	11001	10011	19	$f_c + \left(19 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
26	11010	01011	11	$f_c + \left(11 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
27	11011	11011	27	$f_c + \left(27 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
28	11100	00111	7	$f_c + \left(7 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
29	11101	10111	23	$f_c + \left(23 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$
30	11110	01111	15	$f_c + \left(15 - \frac{N}{2}\right) \times \Delta f$

<107> 도7에 도시된 바와 같이 출력 메모리(61)에 저장된 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 는 4개씩 묶여 부반송파 그룹a, 부반송파 그룹b, 부반송파 그룹c,(63)로 표시되어 있다.

이 때 출력 메모리(61)의 어드레스는 상기 표1에 나타난 바와 같이 순차적으로 1, 2, 3, 31 인데 비트 역전(bit reverse)된 순서는 상기 표1에 나타난 바와 같이 0, 16, 8, 24, ..., 31 가 되고 부반송파 그룹a가 나타내는 실제 주파수영역 신호는 $Y(0)$, $Y(16)$, $Y(8)$ 및 $Y(24)$ 가 된다. 마찬가지로 부반송파 그룹b가 나타내는 실제 주파수영역 신호는 $Y(4)$, $Y(20)$, $Y(12)$ 및 $Y(28)$ 가 되며, 일반적으로 부반송파 그룹i 에 해당하는 값들은 comb 심벌i의 주파수 영역 신호로 대응된다. 즉 도7에서 도시된 바와 같이 부반송파 그룹a 에 속하는 값 $Y(k)$ 는 주파수 영역(65)에서 comb 심벌a(64)를 구성하는 부반송파 집합에 대응된다.

<108> 한편 도8에 도시된 DIT 고속 푸리에 변환부(233)에서는 입력부(70)에 표기된 순서 (70)대로 시간 영역 신호 $y(n)$ 가 순차 입력된다. 즉, 도8에서는 입력부(70) 어드레스 값 0부터 31의 비트 역전(bit reverse)된 n의 $y(n)$ 값이 고속 푸리에 변환부(233)의 입력부 (70)로 입력된다. 입력부(70)에 표시된 번호는 당해 입력 단자로 입력될 $y(n)$ 의 n 즉 시간 인덱스를 의미한다. 도7의 경우와 달리 비트 역전되어 있다.

<109> 도8의 일실시예(32-포인트 고속 푸리에 변환부)에서 입력부(70)의 어드레스가 5비트로 구성된 경우 입력부(70)의 어드레스와 비트 역전(bit reverse)되어 comb 심벌을 구성하는 부반송파 $y(n)$ 의 매핑 관계는 다음의 표2와 같다.

출력 일자: 2002/12/3

<110>

【표 2】

입력부(70) 어드레스(10진수)	입력부(70) 어드레스(2진수)	비트 역전된 n(2진수)	비트 역전된 n(10진수)	y(n)의 샘플링 포인트
0	00000	00000	0	$0 \cdot T_s$
1	00001	10000	16	$16 \cdot T_s$
2	00010	01000	8	$8 \cdot T_s$
3	00011	11000	24	$24 \cdot T_s$
4	00100	00100	4	$4 \cdot T_s$
5	00101	10100	20	$20 \cdot T_s$
6	00110	01100	12	$12 \cdot T_s$
7	00111	11100	28	$28 \cdot T_s$
8	01000	00010	2	$2 \cdot T_s$
9	01001	10010	18	$18 \cdot T_s$
10	01010	01010	10	$10 \cdot T_s$
11	01011	11010	26	$26 \cdot T_s$
12	01100	00110	6	$6 \cdot T_s$
13	01101	10110	22	$22 \cdot T_s$
14	01110	01110	14	$14 \cdot T_s$
15	01111	11110	30	$30 \cdot T_s$
16	10000	00001	1	$1 \cdot T_s$
17	10001	10001	17	$17 \cdot T_s$
18	10010	01001	9	$9 \cdot T_s$

- <111> 고속 푸리에 변환부(233)의 입력부(70)로 입력된 신호 $y(n)$ 는 각 스테이지에서 버터플라이 연산이 수행되며 맨 마지막 스테이지에서 버터플라이 연산이 수행된 후 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 가 고속 푸리에 변환부(233)의 출력 메모리(71)에 저장된다. 도면에서 출력 메모리(71)에 표시된 번호는 출력 메모리(71)의 어드레스로서 k 즉 주파수 인덱스를 의미한다. 도7의 경우와 달리 비트 역전(bit reverse)되어 있지 않다.
- <112> 즉 도8에 도시된 바와 같이 DIT 알고리즘이 적용된 고속 푸리에 변환부(233)의 신호 흐름에서는 출력 메모리(71)에 저장된 주파수영역 신호 $Y(k)$ 가 실제 주파수 대역에 비트 역전(bit reverse)되지 않은 순서로 대응된다. 따라서 DIT 알고리즘이 적용된 도8의 신호 흐름에서는 출력 메모리(71)에 저장된 값 $Y(k)$ 로서 일정 간격(N_c)으로 떨어진 $Y(k)$ 집합이 부반송파 그룹이 된다.
- <113> 즉 도8에 도시된 DIT 고속 푸리에 변환부(233)의 신호 흐름에서 출력 메모리(71)에 저장된 주파수 영역의 신호 $Y(k)$ 들의 인덱스 k 를 비트 역전(bit reverse)시킨 상태에서 소정 수로 묶어 부반송파 그룹이라 정의하고 어떤 부반송파 그룹이 저장된 메모리 어드레스의 비트 역전(bit reverse)시킨 값에 가장 인접한 비트 역전(bit reverse) 값을 갖는 메모리 어드레스에 저장된 부반송파 그룹을 당해 부반송파 그룹의 인접 그룹이 된다.
- <114> 예를 들어 도8의 출력 메모리(71)에 저장된 주파수 영역의 신호 $Y(0)$, $Y(8)$, $Y(16)$ 및 $Y(24)$ 의 인덱스 K 또는 출력 메모리 어드레스를 비트 역전시킨 값은 각각 0, 2, 1 및 3이 되며 이 4개 부반송파를 그룹a로 정의하였다. 또한, 도8의 출력 메모리(71)에 저장

된 주파수 영역의 신호 $Y(4)$, $Y(20)$, $Y(12)$ 및 $Y(28)$ 의 인덱스 K 또는 출력 메모리 어드레스를 비트 역전시킨 값은 각각 4, 5, 6 및 7이 되며 이 4개 부반송파로 구성된 그룹은 그룹a의 인접 그룹 중 하나가 된다.

<115> 결국 도5의 DIF 알고리즘이 적용된 신호 흐름(도7 참조)이나 도6의 DIT 알고리즘이 적용된 신호 흐름(도8 참조)의 경우 모두, 고속 푸리에 변환부(233)의 출력 메모리(71)에 저장된 하나의 부반송파 그룹 $Y(k)$ 는 실제 주파수 대역에서 하나의 comb 심벌을 구성하는 부반송파를 나타낸다.

<116> 도7과 도8에서 부반송파 그룹a에 해당하는 부반송파 신호 $Y(0)$, $Y(8)$, $Y(16)$ 및 $Y(24)$ 를 산출하기 위해서 연산되어야 할 버터플라이 입·출력 지점에 원이 표시되어 있다. 도7 및 도8에 도시된 바와 같이 본 발명의 일실시예에 따르면 comb 심벌a(64)를 획득하기 위해서 전체 고속 푸리에 변환부 연산 중 일부분만 연산하면 되므로 적은 연산량으로 해당 부반송파의 신호를 구할 수 있어 전력소모를 크게 감소시킬 수 있다.

<117> 여기서 수신 시스템(230)은 사전에 신호의 시작점, 주파수 도약 패턴, 부반송파 그룹의 크기 등을 통해 자신이 획득해야 할 부반송파 그룹을 미리 알고 있기 때문에 부반송파 신호 $Y(k)$ 를 산출하기 위해서 연산되어야 할 버터플라이 입·출력 포인트를 사전에 결정할 수 있고 따라서 도7 및 도8에 도시된 바와 같이 버터플라이 연산이 수행된다.

<118> 따라서 수신 시스템에서 자신에게 할당된 comb 심벌의 부반송파 신호를 복원하는데 부분 고속 푸리에 변환을 이용하여 연산량 감소의 효과를 얻을 수 있다.

- <119> 한편, 송신 시스템(210)에서 OFDM 전송신호를 생성하기 위해서는 역 고속 푸리에 변환부(214)에서 역 고속 푸리에 변환 연산을 수행하는데 부반송파를 comb 심벌로 구성하여 할당하게 되면 역 고속 푸리에 변환부의 연산량을 감소시킬 수 있다.
- <120> 일반적으로 역 고속 푸리에 변환부 연산은 고속 푸리에 변환부에 의해 수행하는데, 연산방법은 고속 푸리에 연산부의 입력단(60, 70)으로 주파수영역의 신호 $X(k)$ 의 실수부와 허수부를 서로 바꾸어 준 값을 입력하고, 각 스테이지 별로 버터플라이 연산을 수행하여 출력 메모리(61, 71)에서 얻어지는 출력값의 실수부와 허수부를 다시 바꾸어 주면 시간영역의 신호 $x(n)$ 가 얻어진다.
- <121> 도5의 radix-2 DIF 알고리즘을 사용하여 역 고속 푸리에 변환부 연산을 수행하는 경우의 일실시예가 도9에 도시되어 있다.
- <122> 도9는 DIF 알고리즘이 적용된 역 고속 푸리에 변환부의 신호 흐름도로서, 도면에 도시된 바와 같이 역 고속 푸리에 변환부(214)의 입력단(80)에 comb 심벌a(84)를 구성하는 부반송파 신호 $X(0)$, $X(8)$, $X(16)$ 및 $X(24)$ 에 해당되는 단자(0, 8, 16 및 24번 어드레스를 갖는 단자)에만 주파수 영역 신호 $X(0)$, $X(16)$, $X(8)$ 및 $X(24)$ 를 입력하고 나머지 단자에는 널(0)이 입력된다. 출력 신호로서 시간 영역에서의 부반송파 신호 $x(0)$ 내지 $x(31)$ 를 산출하기 위해서 연산되어야 할 버터플라이 입·출력 점이 회색 원으로 표시되어 있다. 도9에서 버터플라이의 두 입력 단자에 모두 '0'이 입력되는 경우에 버터플라이 연산을 수행하지 않도록 하면 도9의 입출력 점과 같이 버터플라이 연산이 수행된다.

- <123> 여기서 comb 심벌a(84)를 구성하는 부반송파 신호 $X(0)$, $X(8)$, $X(16)$ 및 $X(24)$ 는 도2의 전송 시스템(210)에서 전송되는 데이터 시퀀스가 변조부(211)를 통해 복소수 값으로 매핑되고, 부반송파 할당부(212)를 통해 당해 데이터 시퀀스의 전송률에 따라 4개의 부반송파로 구성된 comb 심벌을 할당받아 각 부반송파 신호에 할당되며, 주파수 도약부(213)를 통해 상기 부반송파가 시간 슬롯에 따라 주어진 패턴에 의해 주파수 도약되어 역 고속 푸리에 변환부(214)로 입력되는 일실시에 신호이다.
- <124> 도8은 시간영역 신호 $y(n)$ 가 입력되어 comb 심벌a의 4개의 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 가 출력되는 것을 도시하고 있으며, 도9는 반대로 comb 심벌a에 해당하는 4개의 주파수 영역 신호 $X(k)$ 가 입력되어 시간영역 신호 $x(n)$ 가 출력 메모리(81)로 출력되는 것을 도시하고 있다.
- <125> 도8과 도9를 비교해 보면 연산량이 동일하다는 것을 알 수 있다. 역 고속 푸리에 변환부 연산을 수행하는 경우 버터플라이의 두 개의 입력 값이 모두 0일 경우에는 버터플라이 연산을 하지 않고 입력 값이 모두 0이 아닐 경우에만 버터플라이 연산을 수행하므로 수신 시스템(230)에서 부분 고속 푸리에 변환을 사용하는 경우와 동일한 연산량으로 송신 시스템(210)의 역 고속 푸리에 변환부 연산을 수행할 수 있다.
- <126> 상기된 도8의 DIT 고속 푸리에 변환부 연산으로부터 도9의 DIT 역 고속 푸리에 변환부 연산이 용이하게 이해되는 것과 동일하게, DIT 알고리즘이 적용된 역 고속 푸리에 변환부의 신호 흐름은 도7의 DIF 고속 푸리에 변환부 연산으로부터 용이하게 이해될 수 있으므로 더이상의 설명은 생략하기로 한다.

<127> 따라서 comb 심벌로 부반송파를 할당하면 송신 시스템(210)에서 적은 연산량으로 역 고속 푸리에 변환부 연산을 수행할 수 있기 때문에 연산량을 크게 줄일 수 있다.

<128> 한편, 본 발명의 일실시예에 따른 comb 심벌의 주파수 도약은, 기존의 클러스터 방식의 주파수 도약과는 달리, 부반송파 그룹간의 주파수 도약에 따라 주파수 대역에서는 comb 심벌의 주파수 오프셋(65)이 달라진다. 예를 들어 도7에서 최초로 comb 심벌의 부반송파로서 그룹a가 할당되고, 인접 부반송파 그룹인 그룹b로 주파수 도약되는 경우, 주파수 영역에서는 comb 심벌a에서 comb 심벌b로 주파수 오프셋이 변경된다.

<129> 이와 같이 본 발명의 일실시예에 따르면 부반송파 그룹간에 주파수 도약이 수행되기 때문에 서로 다른 부반송파 그룹으로의 도약은 이전 시간슬롯에서 할당받은 부반송파와는 다른 부반송파가 할당되어진다는 것을 항상 보장한다.

<130> 도10은 본 발명의 일실시예에 따라 부반송파 그룹이 인접 그룹으로 쉬프트할 경우 주파수 대역에서 comb 심벌의 도약 패턴을 설명하기 위한 도면이고, 도11은 본 발명의 일실시예에 따라 부반송파 그룹들이 랜덤하게 주파수 도약할 경우 주파수 대역에서 comb 심벌의 주파수 도약 패턴을 설명하기 위한 도면으로서, 도10에서는 어느 한 comb 심벌의 부반송파 그룹이 인접 부반송파 그룹으로 주파수 도약하는 패턴을 나타내고 있으며, 도11에서는 comb 심벌의 부반송파 그룹이 랜덤하게 주파수 도약하는 패턴을 보여준다. 여기서 랜덤한 주파수 도약 패턴에는 동일한 주파수 오프셋을 갖도록하는 주파수 도약 패턴도 포함된다. 동일한 주파수 오프셋을 갖는 주파수 도약 패턴은 실질적으로 주파수 대

역에서 주파수 도약하지 않는 경우로 나타난다. 이는 시간에 따라 독립적인 주파수 오프셋을 갖도록 함으로써 가능하다.

<131> 도면에 도시된 바와 같이 부반송파 그룹간의 주파수 도약에 따라 주파수 대역에서는 comb 심벌의 주파수 오프셋이 달라진다. 도10과 도11의 왼쪽에 부반송파 그룹 Y(k)으로 표시된 박스는 도7에서 설명된 부반송파 그룹a, 부반송파 그룹b, 부반송파 그룹c, ...(63)를 나타낸다.

<132> 도10 및 도11에 도시된 바와 같이 본 발명의 일실시예에 따라 인접한 부반송파 그룹이 구성하는 comb 심벌로 주파수 도약을 하여도 실질적으로 주파수 대역에서는 인접한 주파수의 comb 심벌로 주파수 도약하는 것이 아니라 복잡한 패턴으로 주파수 도약을 하게 되며 이는 주파수 도약에 따른 주파수 다이버시티 효과를 상승시키는데 긍정적인 요인으로 작용하게 된다.

<133> 한편 이동국의 전송률이 증가하게 되면 신호를 전송하기 위하여 요구되는 부반송파 그룹의 수가 증가하게 되므로 comb 심벌이 추가로 할당되어 부반송파간의 간격이 줄어든다. 도12는 이러한 전송률 증가에 따라 comb 심벌이 추가로 할당되어 주파수 영역에서 부반송파의 배치가 변화되는 과정을 나타내고 있다.

<134> 도12는 본 발명의 일실시예에 따라 comb 심벌이 추가 할당되는 경우에 주파수 대역에서 부반송파 배치의 변화를 설명하기 위한 도면으로서, 부반송파 그룹a가 할당되었을 경우 comb 심벌a의 패턴(90)과, 부반송파 그룹a에 추가로 부반송파 그룹b가 할당되었을 경우 comb 심벌a 및 comb 심벌b가 결합된 패턴(91)과, 부반송파 그룹a, b 및 c가 할당되

있을 경우 comb 심벌a, comb 심벌b 및 comb 심벌c가 결합된 패턴(92)과, 부반송파 그룹 a, b, c 및 d가 할당되었을 경우 comb 심벌a, comb 심벌b, comb 심벌c 및 comb 심벌d가 결합된 패턴(93)을 각각 도시하고 있다.

<135> 즉, 최초에 할당된 부반송파 그룹이 부반송파 그룹a이고 전송률 증가에 비례하여 부반송파 그룹b, 부반송파 그룹c, 부반송파 그룹d가 추가로 할당될 경우 comb 심벌의 부반송파간의 간격은 감소하게 된다. 이때 하나의 이동국에 복수의 comb 심벌이 할당되는 경우, 당해 복수의 comb 심벌을 구성하는 전체 부반송파들의 간격은 더이상 등간격이 아닐수도 있으며 이는 복수의 comb 심벌이 갖는 주파수 오프셋에 의존한다.

<136> 또한, 만약 최초에 사용한 comb 그룹이 comb a가 아니고 다른 주파수 오프셋을 갖는 comb 심벌이라면 전송률 증가에 따라 comb 심벌이 할당됨으로써 변화하는 부반송파 할당 패턴은 도12의 경우와는 다를 것이다. 즉 최초에 이동국에 할당된 comb 심벌이 comb 심벌b이고, 순차적으로 comb 심벌c, comb 심벌d, comb 심벌a가 추가 할당되는 경우의 부반송파 할당 패턴은 분명히 도12의 경우와는 다르게 된다.

<137> 도13과 도14는 두 배의 전송률을 갖기 위하여 동일한 크기를 갖는 두 개의 comb 심벌을 한 이동국이 할당 받아 사용하는 일실시예로서 고속 푸리에 변환부(233)에서의 신호 흐름도를 나타내고 있다.

<138> 도13이 본 발명에 따라 인접한 부반송파 그룹의 comb 심벌을 할당하는 경우를 도시한 것이다. 반면 도14는 인접하지 않는 부반송파 그룹의 comb 심벌을 할당한 경우를 도시한 것으로서 도13의 본 발명의 일실시예에 따라 인접한 부반송파 그룹의 comb 심벌을

할당하는 경우의 우월성을 비교설명하기 위한 도면이다. 도13 및 도14에서 점선으로 채워진 박스(122, 132)는 추가 할당된 comb 심벌에 의해 추가로 소요되는 연산량을 나타낸다.

<139> 도13에 도시된 바와 같이 부반송파 그룹a(120)의 comb 심벌과 인접한 부반송파 그룹b(121)의 comb 심벌을 한 이동국에게 할당하게 되면 적은 연산량(122)만이 추가로 소요됨을 알 수 있다. 이 경우 인접한 부반송파 그룹에 해당하는 comb 심벌a(123) 및 comb 심벌b(124)의 부반송파들은 주파수 영역에서는 인접한 것이 아니라 균일 간격으로 떨어져 배치되어 있다.

<140> 반면에 도14는 인접하지 않는 부반송파 그룹a(130)의 comb 심벌과 부반송파 그룹e(131)의 comb 심벌을 한 이동국에게 할당한 경우를 보여 주고 있다. 도14에 도시된 바와 같이, 추가의 부반송파 그룹e(131)신호를 구하기 위한 버터플라이 연산 증가량(132)이 도13에서의 연산 증가량(122)보다 크다는 것을 알 수 있다. 따라서 전송률의 증가로 할당할 부반송파 그룹의 comb 심벌을 증가시킬 경우 인접한 부반송파 그룹의 comb 심벌을 추가로 할당하면 인접하지 않는 부반송파 그룹의 comb 심벌을 할당하는 경우 보다 연산량을 감소시킬 수 있다. 단, 할당받은 부반송파가 총 2^l 개인 경우 부반송파 수가 2^{l+1} 인 그룹에 속하는 인접그룹을 우선순위로 할당한다.

<141> 도15는 본 발명의 일실시예에 따라 상이한 크기의 부반송파 그룹으로 구성된 comb 심벌이 동일한 크기의 인접한 부반송파 그룹으로 주파수 도약하는 패턴을 설명하기 위한 도면으로서, 한 부반송파 그룹의 comb 심벌이 인접 부반송파 그룹의 comb 심벌로 주파수 도약하는 패턴의 예를 보여준다. 도면에서 가로축은 시간 슬롯을 나타내고 세로축은 부

반송파 그룹을 나타낸다. 도1a의 경우와 달리 세로축은 부반송파 그룹을 나타내고 있음에 주의해서 도면이 이해되어야 한다.

<142> 도면에 도시된 바와 같이 서로 다른 이동국으로 다른 comb 심벌을 할당하고 셀 내의 모든 이동국에게 동일한 패턴으로 주파수 도약을 하도록 하면 이 부반송파 그룹들은 모두 인접 comb 심벌로 주파수 도약하므로 항상 겹치지 않게 주파수 도약한다. 따라서 셀 내의 이동국간의 간섭을 방지할 수 있다.

<143> 도15는 전송되는 데이터의 종류에 따라 할당된 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 수가 상이한 경우를 예를 들어 나타낸다. 도면에서 적은 수(예를 들어 4개)의 부반송파로 구성된 부반송파 그룹이 a_1, b_1, c_1, \dots 이고, 많은 수(예를 들어 64개)의 부반송파로 구성된 부반송파 그룹이 a_2, b_2, c_2, \dots 이다. comb 심벌을 구성하는 부반송파의 수를 comb 심벌의 크기라고 하면, 음성신호나 제어 신호와 같은 짧은 패킷의 데이터 신호에 대해서는 작은 크기의 comb 심벌이 할당되고, 높은 전송률을 요구하는 신호에 대해서는 큰 크기의 comb 심벌이 할당되는 것이 적절하다.

<144> 이 경우, 작은 크기의 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹(예를 들어 4개) a_1, b_1, c_1, \dots 을 하나의 부반송파 그룹 군(群)으로 설정하고, 큰 크기의 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹(예를 들어 64개) a_2, b_2, c_2, \dots 를 또 다른 부반송파 그룹 군(群)으로 설정하여 comb 심벌의 할당 및 주파수 도약 패턴을 결정하는 과정에서 동일한 크기를 갖는 부반송파 그룹 군(群) 내에서만 할당 및 주파수 도약시킴으로써 부분 고속 푸리에 변환부의 연산량을 최소화 할 수 있다.

<145> 전송되는 데이터의 속성에 따라 comb 심벌의 크기를 어떻게 결정하는가는 시스템 조건, 서비스의 종류 등이 고려되어야 하며 시스템 설계자에 따라 얼마든지 달라질 수 있는 것으로서, 본 발명의 일실시예는 도15에서 도시된 2가지 부분송파 그룹 군(群)의 경우에 한정되지 않는 것으로 이해되어야 한다.

<146> 한편, 본 발명의 일실시예에 따르면 동일한 크기의 comb 심벌간, 즉 할당된 comb 심벌을 구성하는 부분송파 그룹의 군(群) 내에서만 주파수 도약을 수행한다. 즉 동일한 크기로서 주파수 오프셋을 달리하는 comb 심벌로 주파수 도약을 수행하며, 이에 따라 부분 고속 푸리에 변환부의 연산량을 최소화 할 수 있다.

<147> 도16은 하나의 comb 심벌의 주파수 도약 패턴에 따른 부분 고속 푸리에 변환부 연산과정을 설명하기 위한 도면, 도17 및 도18은 두 개의 comb 심벌의 주파수 도약 패턴에 따른 부분 고속 푸리에 변환부 연산과정을 보여주는 도면으로서, 도17 및 도18은 둘 이상의 comb 심벌이 하나의 이동국에 할당된 경우를 예시적으로 설명하기 위한 도면이다.

<148> 도16은 부분송파 그룹의 크기가 4 즉, comb 심벌을 구성하는 부분송파의 수가 4일 때 주파수 도약 패턴(부분송파 그룹 $a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow d$ 의 순서로 도약)에 따라 DIF 알고리즘이 적용된 고속 푸리에 변환부의 신호 흐름도로서 시간 슬롯에 따라 도16a, 도16b, 도16c 및 도16d로 구분하여 나타내었다.

<149> 도17은 전송량의 증가로 동일한 크기를 갖는 2개의 comb 심벌이 할당된 경우 주파수 도약 패턴(부분송파 그룹 $a, b \rightarrow b, c \rightarrow c, d \rightarrow d, e$ 의 순서로 도약)에 따라 DIF 알고리

즘이 적용된 고속 푸리에 변환부의 신호 흐름도로서 시간 슬롯에 따라 도17a, 도17b, 도17c 및 도17d로 구분하여 나타내었다.

<150> 도17에 도시된 바와 같이 동일한 크기의 두 부반송파 그룹의 comb 심벌이 인접 부반송파 그룹의 comb 심벌로 주파수 도약하는 경우에, 시간 슬롯2(도17b)와 시간 슬롯4(도17d)에서의 연산량이 시간 슬롯1(도17a)과 시간 슬롯3(도17c)에서의 연산량보다 많은 것을 알 수 있다.

<151> 이와 같은 현상을 방지하기 위해서는 도18에서와 같이 주파수 도약의 최소 단위를 두 개 부반송파 그룹합의 크기로 한다(부반송파 그룹 $a, b \rightarrow c, d \rightarrow e, f \rightarrow g, h$ 의 순서로 도약). 즉 한 이동국에 총 i 개의 부반송파 그룹으로 구성된 comb 심벌이 할당된 경우, 당해 comb 심벌의 주파수 도약 최소 단위는 i 개의 부반송파 그룹을 구성하는 부반송파의 개수로 설정되는 것이다.

<152> 도18에 도시된 바와 같이 comb 심벌을 추가 할당하여 주파수 도약할 경우 시간 슬롯에 따라 연산이 필요한 버터플라이의 수 즉 연산량이 동일하다는 것을 알 수 있다. 이때, 상기한 바와 같이 부반송파 그룹에 해당하는 실제 부반송파 배치는 comb 심벌로 주어진다.

<153> 일반적으로 부분 고속 푸리에 변환부의 효율을 높이기 위하여 할당받은 부반송파 그룹의 최대수 단위로 주파수 도약하는 것을 수식으로 나타내면 수학식 6과 같이 된다.

<154>
$$G = (g_n + P(I) \times i) \bmod N_c$$

G : 시간슬롯 I 에서의 그룹번호
 $P(I)$: 주파수 도약 패턴 함수
 i : 할당받은 그룹의 수
【수학식 6】 g_n : 최초 시간슬롯에서 그룹번호

<155> 예를 들어, 도18에서 Group a, Group b, Group c, ...에 순서대로 Group 0, Group 1, Group 2, ... 와 같이 그룹 번호가 할당되어 있고 최초 할당 받은 부반송파 그룹의 번호를 g_n 이라고 하면 상기 수학식 6에 나타난 바와 같이 주파수 도약 패턴 함수 $P(I)$ 에 따라 부반송파 그룹의 번호 G 로 주파수 도약을 하되, 주파수 도약 단위는 이동국에 할당된 부반송파 그룹합의 크기가 된다.

<156> 한편, 본 발명의 일실시예에 따른 comb 심벌은 추가 할당된 comb 심벌의 크기에 상관없이 최초 할당된 comb 심벌의 크기로만 주파수 도약을 수행한다. 이에 따라 고속 푸리에 변환부의 연산량을 감소시킴과 동시에 할당받은 부반송파들 간의 간격을 변화시킴으로써 주파수 다이버시티 효과를 증대시킬 수 있다.

<157> 도19는 도18에서 주파수 도약을 실제 주파수 대역에서 부반송파로 도시한 것이다. 즉, 시간 슬롯1(도18a)에서 할당받은 부반송파는 도19에서 300과 같고 시간 슬롯2(도18b)에서는 301, 시간 슬롯 3(도18c)에서는 302, 시간 슬롯 4(도18d)에서는 303과 같다. 도19에서 도시된 바와 같이 도17에서처럼 주파수 도약하는 경우 부반송파들 간의 간격

이 달라지는 것을 알 수 있다. 이와 같이 주파수 도약에 따라 부반송파들 간의 간격을 달라지게 하여 주파수 다이버시티 효과를 더 얻을 수 있다.

<158> 도20은 본 발명의 일실시예에 따라 4개의 부반송파 그룹으로 구성된 comb 심벌이 랜덤하게 주파수 도약하는 패턴의 예를 설명하기 위한 도면으로서 전송량 증가로 도면에 도시된 바와 같이 인접한 부반송파 그룹을 추가로 할당하여 comb 심벌을 구성하게 되면 랜덤하게 주파수 도약을 하여도 상기에서 설명한 이유로 부분 고속 푸리에 변환부 연산량 이점을 잘 살릴 수 있다.

<159> 한편, 도20에서는 도15에서 설명된 바와 같이 동일 개수의 부반송파로 구성된 부반송파 그룹 군(群)을 설정하여, comb 심벌 할당 및 주파수 도약 패턴 결정 과정에서 할당하고자 하는 동일 크기를 갖는 부반송파 그룹 군(群) 내에서만 할당 및 주파수 도약되는 경우가 도시되어 있다. 즉 참조번호 182 및 183의 크기를 갖는 comb 심벌을 할당하고 주파수 도약시키고자 하는 경우, a1, b1, c1 및 d1로 구성된 부반송파 그룹 군(群) 내에서만 comb 심벌 할당 및 주파수 도약되고, 참조번호 180 및 181의 크기를 갖는 comb 심벌을 할당하고 주파수 도약시키고자 하는 경우, a2, b2, c2 및 d2로 구성된 부반송파 그룹 군(群) 내에서만 comb 심벌 할당 및 주파수 도약 되는 것이다.

<160> 한편, 모든 이동국이 독립적인 주파수 도약 패턴을 갖도록 하거나, 동일 셀 내 모든 이동국이 같은 주파수 도약 패턴을 갖도록 하면 셀 내의 이동국간 간섭을 제거할 수 있으며, 반면에 comb 심벌의 주파수 도약 패턴을 기지국마다 서로 다르게 함으로써 별도

의 주파수 할당 제어가 필요 없이 셀 간 간섭을 평균화 시킬 수 있다. 즉, 어느 한 시간 슬롯에서는 인접 셀들이 우연히 같은 주파수를 사용할 수 있으나 셀마다 서로 다른 주파수 도약패턴을 가지므로 셀 간 간섭을 이동국들에게 평균화시키는 효과를 가져와 한 이동국에게 작용하는 간섭의 크기를 감소시킬 수 있다.

<161> 도21은 셀 배치도, 도22 및 도23은 본 발명의 일실시예에 따라 셀간 간섭 감소를 위한 도약 패턴의 예를 설명하기 위한 도면으로서, 도21과 같은 셀룰러 환경에서 각 셀마다 서로 다른 주파수 도약패턴을 사용하는 경우 적절한 주파수 도약패턴의 실시예가 도22와 도23에 각각 도시되어 있다.

<162> 도22와 도23에서 y축의 제일 위쪽 부반송파 그룹이 부반송파 그룹a를 나타내고 아래쪽 순서대로 부반송파 그룹b, c, d, e, f, g, h, i, j, k, l, m, n, o, p를 차례로 나타내며, x축은 시간 슬롯을 나타낸다.

<163> 도22a는 셀 A에 설정된 주파수 도약패턴으로서 부반송파 그룹a로부터 b, c, d, e, f, g, h, i, j, k, l, m, n, o, p의 차례 즉 순차적으로 인접한 부반송파 그룹으로 도약하는 패턴이고, 도22b는 셀 B에 설정된 주파수 도약패턴으로서 부반송파 그룹a로부터 c, e, g, i, k, m, o, p의 차례 즉 하나의 부반송파 그룹을 건너뛰어 인접한 부반송파 그룹으로 도약하는 패턴이다. 도22c 내지 도22g에서도 부반송파 그룹을 건너 뛰어 주파수 도약하는 패턴이 도시되어 있다. 즉, 도약 방향은 같고 도약 간격을 다르게 함으로써 서로 다른 주파수 도약패턴을 셀 A(도22a) 내지 셀 G(도22g)에 설정한다.

<164> 도23에서 셀 A에 설정된 주파수 도약패턴(도23a), 셀 C에 설정된 주파수 도약패턴(도23c), 셀 E에 설정된 주파수 도약패턴(도23e) 및 셀 G에 설정된 주파수 도약패턴(도23g)은 각각 셀 A에 설정된 주파수 도약패턴(도22a), 셀 B에 설정된 주파수 도약패턴(도22b), 셀 C에 설정된 주파수 도약패턴(도22c) 및 셀 D에 설정된 주파수 도약패턴(도22d)와 동일하다.

<165> 반면, 셀 B에 설정된 주파수 도약패턴(도23b)은 최하위 부반송파 그룹인 부반송파 그룹p로부터 역순의 인접 부반송파 그룹으로 도약하는 패턴이고, 셀 D에 설정된 주파수 도약패턴(도23d)은 부반송파 그룹p로부터 역순으로 하나 건너뛰어 인접한 부반송파 그룹으로 도약하는 패턴이다. 즉 쉬프트 간격을 다르게 하고 방향도 바꾸어 줌으로써 서로 다른 주파수 도약패턴을 만들어 할당하였다.

<166> 이와 같은 주파수 도약패턴을 사용할 경우 각 셀 간에 같은 주파수를 사용할 확률을 최소화할 수 있어 셀 간 간섭을 감소시킬 수 있다.

<167> 예를 들어, 도22a의 주파수 도약 패턴1 및 도22b의 주파수 도약 패턴2를 살펴보면 다음과 같다. 단, 셀은 A와 B 두 개만을 고려한다. 주파수 도약 패턴1과 패턴2는 시간 슬롯에 따라 쉬프트 방향은 같으나 패턴1은 인접 그룹으로 쉬프트하고 패턴2는 한 그룹을 건너 뛰어 도약한다는 것이 다르다.

<168> 전체 부반송파 그룹의 수가 N_g 이고 주파수 도약 주기가 N_h 라고 하면 한 주파수 도약 주기 동안 사용할 수 있는 부반송파 그룹의 수는 $N_g * N_h$ 개가 된다. 각 사용자는 하나

의 부반송파 그룹만을 할당받는다고 하면 하나의 셀에서 다중 접속할 수 있는 사용자수는 N_g 가 된다.

<169> 첫 번째 시간슬롯에서 y 축(부반송파 그룹)으로 가장 상위에 위치하는 부반송파 그룹을 그룹 0이라고 하고 아래쪽으로 갈수록 그룹 1, 2, 3, ..., N_g-1 으로 정의한다. 즉, 전체 그룹을 그룹 0에서 그룹 N_g-1 까지 정의한다. 그리고 최초 시간 슬롯에서 그룹 u 을 할당받는 사용자를 사용자 u 라고 정의한다.

<170> 주파수 도약 패턴1을 사용하는 셀 A에는 N_g 명의 사용자가 있고 주파수 도약 패턴2를 사용하는 셀 B에는 첫 번째 시간슬롯에서 할당받은 부반송파 그룹이 그룹 0인 한명의 사용자만 있는 경우에는 셀 B에 의하여 셀 A에 간섭으로 작용하는 그룹의 수는 주파수 도약 패턴한주기 동안 N_h 가 된다. 셀 A에는 모든 부반송파 그룹이 다 사용되고 있기 때문에 셀 B에서 사용되는 부반송파 그룹 수만큼이 서로 겹치게 되기 때문이다. 셀 A의 각 사용자에게 간섭으로 작용하는 부반송파 그룹의 수는 평균적으로 N_g/N_h 라고 볼 수 있다.

<171> 그러나 간섭으로 작용하는 그룹의 수는 정수이기 때문에 N_g 와 N_h 의 크기에 따라 셀 A의 각 사용자마다 간섭으로 작용하는 그룹의 수는 조금 달라질 수 있다. 즉, 셀 A의 각 사용자와 셀 B의 한 사용자의 사이에 서로 겹치는 부반송파 그룹의 수는 N_g 와 N_h 의 크기에 따라 달라진다. 따라서 셀 B에서 주파수 도약 패턴2를 사용하고 한 명의 사용자가 최초 시간 슬롯에서 할당받은 부반송파 그룹이 그룹 0인 경우 셀 A의 사용자 u 에 겹치는 부반송파 그룹의 수는 수학식7의 조건을 만족할 때 $(i+1)$ 번 겹친다.

$$<172> \quad iN_g + u < N_h \leq (i+1)N_g + u$$

$$i=0,1,2,\dots$$

$$u=0,1,2,\dots,N_g-1$$

【수학식 7】

<173> 도23의 주파수 도약 패턴을 예를 들어 설명하면 다음과 같다. 셀 A에는 도23a의 주파수 도약 패턴1을 사용하고 셀 B에는 도23b의 주파수 도약 패턴2를 사용하고 나머지 조건은 상기 예와 동일한 경우에 대하여 고려한다.

<174> 주파수 도약 패턴1과 2는 시간슬롯에 따라 쉬프트하는 방향이 다르다. 셀 A에는 N_g 의 사용자가 있고 셀 B에는 최초 시간슬롯에서 할당받는 부반송파 그룹이 그룹 N_g-1 인 하나의 사용자가 있다고 하면 주파수 도약 한주기 동안 셀 B의 한 사용자에게 의하여 셀 A에 간섭으로 작용하는 그룹의 수는 N_h 가 된다. 이는 상기 예와 동일한 결과이다. 즉, 셀 A의 모든 사용자에게 대하여 전체적으로 간섭받는 그룹의 수는 N_h 로 동일하다.

<175> 그러나 셀 A의 각 사용자별로 고려하면 상기 예와 다르다.

$$<176> \quad \frac{N_g+1}{2} + iN_g - m \leq N_h < \frac{N_g+1}{2} + (i+1)N_g - m$$

$$i=0,1,2,\dots$$

【수학식 8】

<177> 수학식8의 조건을 만족하고 N_g 가 $2z+1$ (단 z 는 정수)인 경우에 셀 A사용자 $u=2m$ (단, $m=0,1,2,\dots,(N_g-1)/2$)은 $(i+1)$ 번 겹치게 되고 수학식8의 조건을 만족하고 N_g 가 $2z$ 인 경우에 셀 A 사용자 $u=2m$ (단, $m=0,1,2,\dots,N_g/2-1$)은 0번 겹친다.

- <183> 도24는 파일럿 신호의 배치를 나타내는 도면으로서, 채널 또는 동기부 추정을 위한 OFDM 시스템의 파일럿 신호의 배치 예를 보여준다. 본 발명의 상세한 설명에서는 파일럿 신호를 제어를 위한 신호 중에서 데이터 신호와 함께 전송되고 모든 사용자에게 필요한 신호 및 채널 추정을 위한 신호를 포함하는 의미로 사용한다.
- <184> 일반적으로 이러한 파일럿 신호(2100)들은 전체 주파수 대역에 걸쳐 동일한 간격으로 배치되기 때문에 본 발명에서 데이터 전송을 위하여 정의한 comb 심벌과 동일하여 위에서 기술한 구현 방법을 그대로 적용할 수 있다.
- <185> 즉 파일럿 신호(2100)를 시간 슬롯에 따라 주파수 도약하지 않고 고정된 하나의 comb 심벌로 간주하고 수신 시스템(230)에서 해당 부반송파만을 부분 고속 푸리에 변환부를 이용하여 처리함으로써 전체 대역에 대한 채널 정보를 적은 연산량으로 얻을 수 있다.
- <186> 이러한 채널 정보는 신호 복원 시 모든 이동국에게 필요하기 때문에 모든 수신 시스템(230)에서 파일럿 신호(2100)에 해당하는 comb 심벌과 이동국에게 할당된 comb 심벌들만을 부분 고속 푸리에 변환 처리함으로써 최소의 전력으로 구현할 수 있다.
- <187> 한편, 파일럿 신호는 모든 이동국에게 필요하므로 최소의 연산량으로 얻을 수 있는 comb 심벌에 파일럿 신호가 할당되는 것이 바람직하다.
- <188> 표3은 최소의 연산량을 갖는 comb 심벌을 구하기 위하여 각 comb 심벌별로 필요한 연산량을 보여준다. 이 표에서는 고속 푸리에 변환부 전체 부반송파수 N 이 2048 이고 comb 의 심벌수 N_c 가 16이며 comb 심벌당 할당된 부반송파수 N_s 가 128 일 경우를 예로

들어 각 comb 심벌 별로 필요한 복소수 합과 복소수 곱의 연산량을 비교하여 나타낸다.

표3에서 comb으로 표현된 a, b, \dots, p 는 도7의 고속 푸리에 변환부(233)의 출력 메모리 (61)에 저장되는 부반송파 그룹 a, b, \dots, p 를 의미한다.

【표 3】

comb	Partial FFT(DIF)		Partial FFT(DIT)	
	복소수 합	복소수 곱	복소수 합	복소수 곱
a	2,816	258	2,816	258
b	2,816	384	2,816	384
c	2,816	512	2,816	448
d	2,816	638	2,816	448
e	2,816	768	2,816	576
f	2,816	894	2,816	576
g	2,816	1,022	2,816	576
h	2,816	1,148	2,816	576
i	2,816	1,280	2,816	832
j	2,816	1,406	2,816	832
k	2,816	1,534	2,816	832
l	2,816	1,660	2,816	832
m	2,816	1,790	2,816	832
n	2,816	1,916	2,816	832
o	2,816	2,044	2,816	832
p	2,816	2,170	2,816	832
총계	45,056	19,424	45,056	10,498
평균	2,816	1,214	2,816	656.1

<190> 상기 표3으로부터 comb 심별이 아래쪽으로 내려갈수록, 요구되는 복소수 곱의 수가 증가하는 것을 알 수 있다. 따라서 복소수 곱의 수가 가장 작은 comb 심별 즉 출력 메

모리의 0번 어드레스에 저장된 부반송파를 포함하는 부반송파 그룹으로 구성된 comb 심벌로부터 순차적으로 우선순위를 정하여 파일럿 신호를 할당하고 주파수 도약시키지 않으면 모든 이동국이 채널정보를 얻기 위해 필요한 연산량이 최소가 된다. 즉, 필요한 파일럿 신호수에 따라 comb 심벌을 할당하되, 선정되는 우선순위는 출력 메모리의 0번 어드레스에 저장된 부반송파를 포함하는 comb 심벌로부터 다음으로 적은 번호의 어드레스에 저장된 부반송파를 포함하는 comb 심벌의 순서로 한다. 도7의 예를 들면, comb a, comb b, ...의 순차적인 순서로 우선순위가 결정되는 것이다. 할당되어야 하는 파일럿 신호가 복수개인 경우에 상기 결정된 우선순위에 따라 파일럿 신호가 할당되어 이동국으로 전송된다.

<191> 도25는 본 발명의 일실시예에 따라 파일럿 신호를 위해 할당된 부반송파 그룹과 데이터 신호를 위해 할당된 부반송파 그룹의 주파수 도약을 설명하기 위한 도면으로서 도 25에서는 부반송파 그룹a1을 파일럿 신호로 할당한 경우의 일례를 나타내고 있다. 파일럿 신호(2300)는 시간 슬롯에 따라 주파수 도약하지 않고 항상 부반송파 그룹a1에 할당되어 있으며, 데이터 신호들은(2301, 2302) 주어진 패턴에 의해 시간 슬롯에 따라 주파수 도약한다. 즉, 모든 이동국은 항상 부반송파 그룹a1의 파일럿 신호(2300)와 자신에게 할당된 comb 심벌만을 수신 시스템(230)에서 부분 고속 푸리에 변환을 수행하여 채널 및 동기화 정보와 송신된 데이터를 얻는다. 이 때 부반송파 그룹에 해당하는 실제 부반송파 배치는 comb 심벌로 주어지며, 부반송파 그룹의 주파수 도약은 실제 다른 주파수 오프셋을 갖는 comb 심벌로의 주파수 도약을 의미한다.

- <192> 본 발명은 comb 심벌의 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법에 관한 것으로서 전체 사용 대역에 걸쳐 등 간격으로 분포한 부반송파 그룹인 comb 심벌의 부반송파 그룹을 할당하고, 할당된 comb 심벌을 주파수 도약시키는 방법에 관하여 설명하였다. comb 심벌의 자원할당 방법으로 부반송파 그룹으로 할당하는 방법 이외에 comb 심벌을 트리(tree)구조로 나타내어 동적으로 쉽게 직교하도록 부반송파 자원을 할당하는 방법이 있다.
- <193> 다음에서는 트리(tree)구조로 부반송파 자원을 할당하는 방법에 대하여 설명한다.
- <194> 도26은 본 발명의 일실시예에 따라 전체 부반송파의 개수 N 과 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수 N_s 가 2의 지수꼴일 때 comb 심벌을 트리(tree) 구조로 나타내고, 한 셀에서 트리 구조에 따라 comb 심벌 자원을 할당하는 방법을 설명하기 위한 도면으로써, 전체 부반송파의 개수 $N=2^n$ 이고 일 때, 가능한 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수 N_s 를 $1, 2, 4, \dots, 2^n$ 으로 하고, 이를 수학적 2의 정의에 따라 표시하였다. 단 주파수 인덱스를 나타내는 k 는 생략하였으며 앞으로 주파수 인덱스를 구분할 필요가 없을 때는 생략하도록 한다. 도26의 가장 상위에 있는 comb 심벌 $X_{1,0}$ 이 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수가 2^n 인 comb 심벌이며, 이는 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수가 2^{n-1} 인 comb 심벌 $X_{2,0}$ 과 $X_{2,1}$ 로 나누어진다. 계속하여, 부반송파의 개수가 2^{n-a} 이고 주파수 오프셋(frequency offset)이 b 인 콤 심벌 $X_{2^a,b}$ 는 부반송파의 개수가 2^{n-a-1} 이고 주파수 오프셋(frequency offset)이 각각 b 와 $b+2^a$ 인 comb 심벌 $X_{2^{a+1},b}$ 와 $X_{2^{a+1},b+2^a}$ 로 나누어지며, 이를 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수가 1이 될 때까지 반복하여 임의의 n 에 대해 부반송파의 개수 N_s 가 $1, 2, 4, \dots, 2^n$ 로 구성되는 콤 (comb) 심벌들을 노드(node)로 갖는

트리 (tree) T_{2^n} 을 만들 수 있다. 여기서, 두 개의 comb 심벌 $X_{a,b}$ 와 $X_{c,d}$ 가 있을 때 ($a = c$), 트리 (tree) T_{2^n} 에서 $X_{a,b}$ 가 $X_{c,d}$ 의 상위 노드(node)이면 $X_{a,b}$ 는 $X_{c,d}$ 를 포함한다. 즉, $X_{c,d}(k)=1$ 이면 $X_{a,b}(k)=1$ 이다. 또한, $X_{a,b}$ 가 $X_{c,d}$ 의 상위 노드(node)가 아니면 $X_{a,b}$ 는 $X_{c,d}$ 는 직교한다. 즉, $X_{c,d}(k)=1$ 이면 $X_{a,b}(k)=0$ 이고 $X_{c,d}(k)=0$ 이면 $X_{a,b}(k)=1$ 이다. 따라서, 전체 콤 (comb) 심벌의 집합 $\{X_{1,0}, X_{2,0}, X_{2,1}, \dots, X_{2^n,0}, \dots, X_{2^n,2^n-1}\}$ 을 트리 (tree) T_{2^n} 으로 구성하고 이동국의 전송률에 따라 필요한 크기의 사용하지 않는 comb 심벌을 할당하고, 할당된 comb 심벌과 그 하위 노드(node)에 있는 comb 심벌을 모두 사용된 것으로 표시하고, comb 심벌을 할당이 해제되면 해당 comb 심벌과 그 하위 노드 (node)에 있는 comb 심벌을 모두 사용할 수 있는 것으로 표시하는 방법으로 1,2,4,..., 2^n 의 부반송파 개수를 갖는 comb 심벌을 주파수 충돌 없이 할당할 수 있다.

<195> 도26에서는 전체 부반송파의 개수 N 이 2의 지수꼴일 때의 자원 할당 방법에 대해 설명하였다. 하지만, 실제 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템에서는 송신단이나 수신단에서 필터 구현 등의 이유 때문에 널 반송파 (null carrier)를 사용하게 되어 실제 데이터를 실을 수 있는 부반송파의 개수는 2의 지수꼴이 아닌 경우가 많다. 이 경우에 도26의 방법을 사용하여 comb 심벌을 할당하고, 널 반송파 (null carrier) 부분에 할당되는 데이터의 위치를 미리 알 수 있으므로 데이터를 쉬프트(shift) 하거나 천공(puncturing)하여 보낼 수 있다. 도27a에는 본 발명의 일실시예에 따라 널 반송파 (null carrier) 부분에 할당되는 데이터를

천공(puncturing)하여 전송률에 손실이 없도록 전송하는 방법이 설명되어 있다. 이동국에 두 개의 부반송파를 갖는 comb 심벌을 할당하고, 이를 주파수 축에서 도약하여 보내는 경우를 생각한다. 3000에서 3011까지가 전송될 데이터일 때, 널 반송파(null carrier)에 해당하는 데이터 3004와 3008은 천공(puncturing)하여 실제로는 전송하지 않는다. 데이터를 천공(puncturing)하여 송신하기 때문에 널 반송파 (null carrier)가 없는 경우와 전송률은 동일하며 천공(puncturing)된 데이터는 수신단의 오류정정부호의 복호 과정에서 복원될 수 있다. 또한, 도27b에는 본 발명의 일실시예에 따라 널 반송파 (null carrier) 부분에 할당되는 데이터를 쉬프트(shift)하여 데이터 손실이 없도록 전송하는 방법이 설명되어 있다. 3000에서 3009까지가 전송될 데이터일 때, comb 심벌의 초기 위치와 도약 패턴은 송신단에서 미리 알고 있으므로 널 반송파 (null carrier) 부분에 널(null) 데이터를 삽입하고 원래 널 반송파 (null carrier) 부분에 있었던 데이터를 쉬프트(shift) 하여 다음 데이터를 실을 수 있는 부반송파 (sub-carrier)로 옮겨 전송한다. 널 반송파 (null carrier) 부분에 있었던 데이터를 쉬프트(shift) 하여 전송하기 때문에 데이터 손실은 없으나 널 반송파 (null carrier)가 없는 경우보다 전송률은 떨어지게 된다. 또한, 도27a와 도27b의 방법을 적절하게 조합하여 사용하는 것도 배제하지는 않는다.

<196> 도28a와 도28b는 본 발명의 일실시예에 따라 N'-포인트 고속 푸리에 변환을 사용하고 사용하는 부반송파의 개수 N이 2의 지수꼴이 아닐 때, comb 심벌을 다중

트리(multiple-tree) 구조로 나타내고, 한 셀에서 다중트리(multiple-tree) 구조에 따라 comb 심벌 자원을 할당하는 방법을 설명하기 위한 도면으로써, 전체 부반송파의 개수가 $2^{n-1}N \leq 2^n$ 일 때, $N = \sum_{i=0}^n a_i 2^i$ 로 항상 표시할 수 있다. 여기서 $a_i, i=0, \dots, n$ 은 음이 아닌 정수이다. 그러면, $i=0, \dots, n$ 에 대해 트리(tree) T_{2^i} 를 a_i 개 사용하여 모두 $\sum_{i=0}^n a_i$ 만큼의 트리(tree)로 구성되고, 부반송파의 개수 N 을 갖는 다중트리 (multiple-tree)를 만들 수 있다. 도28a에는 $N'=2048$ 이고 $N=1792$ 일 때, $a_{10}=1, a_8=2, a_7=2$ 로 나타내고 $ST_1=T_{1024}, ST_2=ST_3=T_{256}, ST_4=ST_5=T_{128}$ 의 5개의 서브트리(sub-tree)를 사용하여 다중트리 (multiple-tree)를 구성한 예가 나와 있다. 또한 도28b에는 $N'=2048$ 이고 $N=1792$ 일 때, $a_7=14$ 로 나타내고 $ST_i=T_{128}, (i=1, \dots, 14)$ 의 14개의 서브트리(sub-tree)를 사용하여 다중트리 (multiple-tree)를 구성한 예가 나와 있다. 여기서, 서로 다른 서브트리(sub-tree)의 노드(node)에 해당하는 comb 심벌을 구분하기 위해 수학적 2의 정의를 약간 변경하여 다음의 수학적 11과 같이 정의한다.

<197> **【수학적 11】**
$$X_{st, N_o, q}(k) \begin{cases} \neq 0, k = pN_o + q + K_{st} \\ = 0, \text{기타} \end{cases}$$

<198> 단, st 는 서브트리(sub-tree) 인덱스, K_{st} 는 서브트리(sub-tree) st 의 시작 주파수 인덱스, N_{st} 는 서브트리(sub-tree) st 의 부반송파 수, $p=0, 1, \dots, (N_{st}/N_o)-1$, $q=0, 1, \dots, N_o-1$ 이다.

<199> 도28a, 도28b, 수학적11에서 명백히 알 수 있듯이 서로 다른 서브트리(sub-tree)의 노드(node)에 해당하는 comb 심벌은 서로 직교한다. 따라서, 도26에서 설명한 방법을

각각의 서브트리(sub-tree)에 적용하여 자원을 할당하여 여러 부반송파 개수를 갖는 comb 심벌을 주파수 충돌 없이 여러 이동국에 할당할 수 있다. 여기서 $\sum_{i=0}^N a_i$ 이 클 경우 서브트리(sub-tree)의 수를 줄이기 위해서 $N \approx \sum_{i=0}^N b_i 2^i$ 이고 $\sum_{i=0}^N b_i$ 가 작도록 하고 널 반송파 (null carrier) 부분에 할당되는 데이터는 도27a나 도27b에서 설명한 대로 천공 (puncturing)하거나 쉬프트(shift) 하여 보내는 방법을 배제하지는 않는다.

<200> 한편, 주파수 대역 별로 적용 변조가 가능하도록 하기 위해서 부반송파의 개수 N 으로 구성된 전체 주파수 대역을 M 개의 연속된 부반송파로 구성된 서브밴드(sub-band)로 나누어 사용하고 이동국이나 기지국의 고속 푸리에 변환부 연산량을 줄이기 위해서 각 서브밴드(sub-band)마다 N/M 포인트 고속 푸리에 변환부를 각각 사용하는 방법이 있다. 이 경우에 각 서브밴드(sub-band) 안의 부반송파를 comb 심벌의 트리(tree) 구조로 나타내고 이를 서브트리(sub-tree)로 하여 전체 주파수 대역을 다중트리(multiple-tree) 구조로 나타내고 이에 따라 comb 심벌 자원을 할당함으로써 하나 또는 여러 서브밴드(sub-band)에 있는 임의의 크기의 부반송파를 이동국에 할당할 수 있으며 또한 이동국에 할당할 수 있으며 또한 이동국에서의 고속 푸리에 변환부 연산량을 줄일 수 있다. 도28c에는 $N=2048$ 이고 $M=8$ 개의 클러스터를 사용하고 각 클러스터마다 256pt 고속 푸리에 변환을 사용할 때 $ST_i = T_{256}, (i=1, \dots, 8)$ 의 8개의 서브트리(sub-tree)를 사용하여 다중트리(multiple-tree)를 구성한 예가 나와 있다. 여기서 널 반송파 (null carrier)가 있는 경우에는 도27a, 도27b, 도28a, 도28b의 방법을 사용할 수 있다.

<201> 한편, 이동국의 전송률에 따라 임의의 개수의 부반송파를 할당하기 위해서는 본 발명의 일실시예에 따라 다음과 같은 방법을 사용한다. 이동국에 할당하려는 부반송파의

개수가 임의의 양의 정수 $N_r (= 2^n)$ 일 때는 항상 $N_r = \sum_{i=0}^n c_i 2^i$ 인 유일한 $c_i, c_i = 0 \text{ or } 1, i = 0, \dots, n$ 를 구할 수 있다. 그러면, $c_i = 1, i = 0, \dots, n$ 에 대해 comb 심벌 X_{2^{n-1}, d_1} 를 사용하여 모두 $\sum_{i=0}^n c_i$ 만큼의 comb 심벌로 구성되고, 부반송파의 개수 N_r 을 갖는 comb 심벌 집합을 할당한다. 또한, 도28a, 도28b, 도28c와 같이 전체 부반송파를 다중트리 (multiple-tree) 구조로 나타낸 경우에도 상기 방법과 같이 임의의 부반송파의 개수 N_r 을 갖는 comb 심벌 집합을 할당할 수 있다. 또한, 주파수 다이버시티를 얻기 위해서 $c_i = 1, i = 0, \dots, n$ 인 각각의 i 를 모든 서브트리(sub-tree)에서 골고루 뽑을 수 있다. 또한, 수신단에서 최소 부분 고속 푸리에 변환을 이용할 수 있도록 하기 위해서 가능한 경우에만 여러 개의 서브트리(sub-tree)에서 뽑은 comb 심벌 $X_{s1, N_{c1}, q_1}, \dots, X_{sm, N_{cm}, q_m}$ 가 N_{c_i} 가 일정하도록 하여 같은 주파수 간격을 가지도록 하고, 임의의 인접한 두 개의 서브트리 (sub-tree)에서 뽑은 comb 심벌들의 각 끝 주파수의 간격이 comb 심벌의 간격과 같도록 우선적으로 할당할 수 있다. 도29는 도28a의 다중트리(multiple-tree) 구조에서 352개의 부반송파를 한 이동국에 할당하는 예를 나타낸 도면이다. $352 = 256 + 64 + 32$ 이므로 이를 각각 서브트리 (sub-tree) 1, 3, 5에 할당하여, 같은 주파수 간격의 comb 심벌 집합을 할당하여 수신단에서 최소 부분 고속 푸리에 변환을 사용할 수 있도록 한다.

<202> 도30은 본 발명의 일실시예에 따라 도26, 도28a, 도28b, 도28c의 방법에 따라 한 셀에서 여러 이동국에 할당된 comb 심벌을 주파수 영역에서 직교 도약시키는 방법을 설명하기 위한 도면이다. 앞서 도 10과 도 11을 통하여 comb 심벌의 도약을 그룹 영역에서 수행하는 방법을 설명하였다. 이 경우에는 모든 이동국에 할당된 comb 심벌의 부반송파 수가 같은 경우에는 수신단에서 최소 부분 고속 푸리에 변환을 사용할 수 있다. 이동국

에 할당된 comb 심벌의 부반송파 수가 몇 가지 경우로 나누어지는 경우에는 도15와 도20에서 설명한 방법을 통하여 수신단에서 최소 부분 고속 푸리에 변환을 사용할 수 있는 직교 도약을 수행할 수 있다. 하지만, 이동국이 임의의 개수의 부반송파를 할당받을 수 있고 도약을 위해 부반송파를 그룹 군(群)으로 설정하지 않으면서도 직교 도약과 최소 부분 고속 푸리에 변환을 만족하기 위해서 다음과 같이 comb 심벌의 주파수 영역 직교 도약을 수행한다. 먼저, 도약을 수행하기 전의 자원 할당 단계에서는 도26, 도28a, 도28b, 도28c, 도29의 방법을 이용하여 서로 직교하는 임의의 부반송파 개수의 comb 심벌 집합을 셀 내의 이동국에 할당한다. $P(l)$, $0=P(l) \leq N$ 를 시간 l 에 따른 한 셀의 도약 패턴이라고 하자. 여기서 N 은 전체 부반송파의 개수이다. 그러면 임의의 comb 심벌 $X_{a,b}(k)$ 가 할당되었을 때, 시간 l 에서의 주파수 표시 (indicator) 함수 $Y_{a,b}(k,l)$ 은 다음과 같이 정의된다.

<203> 【수학식 12】 $Y_{a,b}(k,l) = X_{a,b}((k+P(l)) \bmod N)$

<204> 그리고, 수학식 12의 주파수 표시 (indicator) 함수 $Y_{a,b}(k,l)$ 에 따라 데이터를 전송하여 주파수 도약을 수행한다. 도30에는 전체 부반송파 수가 16개일 때, 도26의 방법에 따라 3100에 $X_{8,1}$, 3101에 $X_{4,2}$, 3102에 $X_{4,0}$, 3103에 $X_{8,7}$ 을 할당하고 주파수 도약 패턴이

$P(l)=0,7,13,3,9,2,\dots$ 일 때 수학식 12에 의한 comb 심벌들의 시간에 따른 주파수 도약을 나타내었다. 도29와 수학식 12에서 볼 수 있듯이 한 셀에서 할당된 모든 comb 심벌이 하나의 패턴에 따라 주파수 영역에서 도약하기 때문에 초기에 직교 할당되어 있으면 도약 패턴에 상관 없이 직교한다. 또한, $Y_{a,b}(k,l)$ 은 항상 $X_{a,b}(k)$ 의 형태로 나타낼 수 있으므로 도약 패턴에 상관 없이 수신단에서 최소 부분 고속 푸리에 변환을 수행할 수 있다.

<205> 또한, 도22과 도23에서 설명한 것과 같이 다른 셀에는 다른 도약 패턴을 할당하여 셀 간 간섭을 평균화 할 수 있다.

<206> 상술한 바와 같은 본 발명의 방법은 프로그램으로 구현되어 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체(시디롬, 램, 롬, 플로피 디스크, 하드 디스크, 광자기 디스크 등)에 저장될 수 있다.

<207> 이상에서 설명한 본 발명은 전술한 실시예 및 첨부된 도면에 의해 한정되는 것이 아니고, 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위 내에서 여러 가지 치환, 변형 및 변경이 가능하다는 것이 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 있어 명백하다 할 것이다.

【발명의 효과】

<208> 이상에서 살펴 본 바와 같이, 종래의 주파수 도약 OFDMA에서는 인접 부반송파를 그룹지어 묶은 클러스터를 기본단위로 하여 주파수 영역에서 주파수 도약을 하지만, 본 발명에서는 전체 대역에 균일한 주파수 간격으로 떨어진 부반송파를 그룹지어 묶은 comb 심벌을 주파수 영역에서 주파수 도약함으로써 짧은 패킷 전송 시 주파수 다이버시티를

증대시키고 간섭평균 효과를 증대시킨다. 또한 부반송파를 그룹지어 묶은 comb 심벌간에 주파수 도약함으로써 서로 다른 도약 패턴에 따라 항상 다른 부반송파로 도약하는 것을 보장한다. 특히 이와 같은 comb 심벌의 주파수 도약 OFDMA방법은 구현 시 이동국 수신 시스템 또는 기지국 수신 시스템에서 각 이동국에게 할당된 comb 심벌에 해당하는 부분만을 부분 고속 푸리에 변환을 사용하여 복원함으로써 전력소모를 최소화할 수 있다는 장점이 있다. 또한 단말기 또는 기지국의 송신 시스템에서도 버터플라이 입력이 모두 0인 경우에는 연산하지 않는 방법을 사용하여 부분 고속 푸리에 변환과 같은 연산량으로 역 고속 푸리에 변환을 수행함으로써 전력소모를 최소화 한다. 본 발명에서 주파수 도약은 데이터가 전송되는 부반송파 그룹을 시간 슬롯에 따라 다르게 선택함으로써 이루어진다. 주파수 도약패턴은 시간 슬롯에 따라 인접 부반송파 그룹으로 쉬프트시키는 패턴들의 일정한 규칙을 가지는 패턴과 랜덤하게 주파수 도약하는 패턴이 존재하며, 셀 내의 모든 이동국은 시간 슬롯에 따라 겹치지 않게 주파수 도약을 함으로써 셀 내의 간섭을 발생시키지 않게 한다. 이 때 이동국마다 서비스의 종류가 달라 다른 전송률을 갖는 경우 부반송파를 할당하는 기본단위인 부반송파 그룹의 크기를 전송률에 비례하여 다르게 정의하며, 추가하는 부반송파 그룹은 인접 부반송파 그룹이 되게 할당함으로써 부분 고속 푸리에 변환 적용 시 연산량 감소가 최대가 되게 한다. 또한, 추가된 부반송파 그룹이 있을 경우 할당받는 전체 부반송파 그룹단위로 주파수 도약을 하여 부분 고속 푸리에 변환부의 연산량 감소가 최대가 되게 하거나, 추가된 부반송파 그룹이 있을 경우에도 기존의 부반송파 그룹단위로 주파수 도약을 하여 고속 푸리에 변환부 계산을 감소시킴과 동시에 할당받은 부반송파간의 간격을 변화시켜 주파수 다이버시티 효과를 증대시킨다. 주파수 도약패턴의 발생시에 서로 다른 셀 간에는 부반송파 그룹의 주파수 도약방식을

다르게 하여 인접 셀 간 간섭을 별도의 주파수할당 제어 없이 평균화한다. 이 때 서로 다른 주파수 도약패턴을 만드는 방법으로 시간 슬롯에 따라 부반송파 그룹의 쉬프트 방향을 한가지로 하고 쉬프트 간격을 다르게 하는 방법과 부반송파 그룹의 쉬프트 간격을 다르게 하고 방향도 바꾸어 주는 방법을 제안하였다. 이 경우 각 셀 간에서 같은 주파수를 동시에 사용할 확률을 최소화함으로써 셀 간 간섭을 감소시킨다. 또한 채널 또는 동기부 추정을 위하여 삽입되는 파일럿 신호 역시 comb 심벌로 주어지기 때문에 수신 시스템에서 부분 고속 푸리에 변환을 사용하여 전체 대역에 대한 정보를 적은 연산량으로 얻을 수 있다. 이 때 파일럿 신호를 할당하는 comb 심벌은 사용가능한 모든 부반송파 그룹 중 가장 작은 연산량으로 복원할 수 있는 최상위 부반송파 그룹을 우선순위로 정하고 주파수 도약을 수행시키지 않음으로써 모든 이동국이 가장 적은 연산량으로 채널정보를 얻을 수 있게 한다. 또는, 파일럿 신호도 주파수 도약시킴으로써 주파수 다이버시티 효과를 얻고 더 정확한 채널정보 획득을 가능하게 한다.

<209> 또한, 한 셀에서 이동국이 요구하는 전송률이 다양할 때 comb 심벌을 트리(tree) 구조로 나타내어 다양한 전송률의 comb 심벌 자원을 동적으로 쉽게 직교하도록 할당할 수 있다. 트리(tree) 구조에 의한 자원 할당 방법은 기본적으로는 전체 부반송파의 개수와 이동국이 요구하는 부반송파의 개수가 2의 지수꼴일 때 적용할 수 있다. 하지만, 널 반송파(null carrier)등에 의해 전체 부반송파의 개수가 2의 지수꼴이 아닌 경우에도 데이터 쉬프트(shift)나 천공(puncturing)을 통하여 트리(tree) 구조에 의한 자원 할당을 적용할 수 있다. 또한, 다중트리(multiple-tree) 구조에 의한 자원할당을 통하여 전체 부반송파의 개수가 2의 지수꼴이 아닌 경우에 동적 직교 자원 할당을 수행할 수 있다. 또한, 트리(tree) 구조나 다중트리(multiple-tree) 구조에서 comb 심벌 집합을 할당함으

로써 이동국에 임의의 개수의 부반송파를 할당할 수 있다. 이 경우 comb 심벌 집합의 각 comb 심벌에 대해서는 최소 부분 푸리에 변환을 수행할 수 있으므로 수신 연산량을 줄일 수 있다. 또한, comb 심벌 집합의 각 comb 심벌들을 가능한 한 같은 주파수 간격을 가지도록 우선적으로 할당하여 수신 연산량을 최소화 할 수 있다. 마지막으로 트리 (tree) 구조나 다중트리(multiple-tree) 구조에서 직교 할당된 comb 심벌 또는 comb 심벌 집합들을 한 셀에서 하나의 주파수 도약 패턴에 따라 주파수 도약하여 도약 패턴에 관계 없이 항상 직교성과 최소 부분 푸리에 변환이 가능하도록 할 수 있으며 다른 셀에는 다른 주파수 도약 패턴을 할당하여 셀간 간섭을 평균화할 수 있다.

<210> 또한 부반송파 수가 N개인 전체 사용 주파수 대역을 M개의 서브밴드(sub-band)로 나누고, 각 서브밴드(sub-band)마다 상기의 방법을 적용하여 부반송파 자원을 할당하며 주파수 도약시키고 사용하는 서브밴드(sub-band)도 함께 도약시킴으로써 주파수 대역별로 적응변조가 가능하도록 하고 이동국과 기지국에 각 서브밴드(sub-band)에 속하는 부반송파수(N/M)의 고속 푸리에 변환을 수행함으로써 연산량을 감소시킨다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법에 있어서,

변조된 데이터 시퀀스에 대해 하기 수학적식과 같이 전체 사용 가능 주파수 대역에서 균일하게 배치되는 소정 개수의 부반송파-부반송파 그룹-로 구성된 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ - k 는 주파수 인덱스-를 할당하는 제1단계;

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 독립적인 주파수 오프셋을 갖도록 주파수 도약시키는 제2단계; 및

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 시간 영역 신호 $x(n)$ - n 은 시간 인덱스-로 역 부분 고속 푸리에 변환시키는 제3단계

를 포함하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

[수학적식1]

$$N = \sum_{i=1}^{N_c} N_{si} = N_c * N_s \quad (N_{si} = N_s = \text{Const.인 경우})$$

단,

N_c : 전체 사용 가능 주파수 대역에서 할당 가능한 comb 심벌의 개수, 주파수 오프셋의 수

N_{si} : i 번째 comb 심벌 내의 부반송파 개수, i 번째 comb 심벌의 크기, i 번째 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 크기

[수학식2]

$$X_{N_C+q} = \begin{cases} \neq 0, k=p_i N_C + q_i \\ = 0, otherwise \end{cases}$$

단,

$$\begin{cases} p_i = 0, 1, \dots, N_{st}-1 \\ q_i = 0, 1, \dots, N_C-1 \end{cases}$$

【청구항 2】

제1항에 있어서,

상기 제3단계는

상기 주파수 인덱스 k에 따라 제3단계의 입력단으로 상기 주파수 영역 신호 X(k)가 입력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 3】

제2항에 있어서,

상기 제3단계는

Decimation In Frequency 알고리즘에 따라 역 부분 고속 푸리에 변환이 수행되고,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단의 어드레스와 상기 주파수 인덱스 k가 순차적으로 매핑되어 상기 주파수 영역 신호 X(k)가 입력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 4】

제2항에 있어서,

상기 제3단계는

Decimation In Time 알고리즘에 따라 역 부분 고속 푸리에 변환이 수행되고,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단의 어드레스의 비트 역전된 값과 상기 주파수 인덱스 k 가 매핑되어 상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 가 입력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 5】

제3항 또는 제4항에 있어서,

상기 제3단계는

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부를 구성하는 버터플라이의 입력단에 모두 0이 입력되는 경우에는 버터플라이 연산을 수행하지 않도록 제어하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 6】

제3항 또는 제4항에 있어서,

이동국의 요구에 따라 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 추가로 할당하는 제4단계를 포함하되,

상기 추가로 할당되는 $X(k)$ 는 현재 할당되어 있는 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 인접 그룹중 이전에 할당받은 부반송파가 총 2^l 개인 경우 부반송파 수가 2^{l+1} 인 그룹에 속하는 인접그룹으로 구성된 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호인 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 7】

제6항에 있어서,

상기 제4단계는

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 동일한 크기의 부반송파 그룹으로 구성된 소정의 부반송파 그룹군(群) 내에서 할당시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 8】

제6항에 있어서,

상기 제2단계는

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 동일한 크기의 부반송파 그룹으로 구성된 소정의 부반송파 그룹군(群) 내에서 주파수 도약시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 9】

제7항 또는 제8항에 있어서,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단은

동일한 크기의 부반송파 그룹은 인접한 입력단으로 입력되도록 소정의 군(群)으로 구분되어 있는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 10】

제6항에 있어서,

상기 제2단계는

상기 초기 할당된 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹과 상기 추가 할당된 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 합을 주파수 도약의 최소 단위로 하여 수학식3으로 정해지는 부반송파 그룹번호로 주파수 도약시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

[수학식3]

$$G=(g_n+P(l)\times i)\bmod N_o$$

G :시간슬롯 l 에서의 그룹번호

$P(l)$:주파수 도약 패턴 함수

i :할당받은 그룹의 수

g_n :최초 시간슬롯에서 그룹번호

【청구항 11】

제6항에 있어서,

상기 제2단계는

상기 초기 할당된 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹을 주파수 도약의 최소 단위로 하여 주파수 도약시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 12】

제1항에 있어서,

상기 제2단계는

크기가 동일한 comb 심벌로 주파수 도약시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 13】

제1항에 있어서,

상기 제2단계는

모든 comb 심벌이 랜덤하게 주파수 도약 패턴을 갖도록 주파수 도약 시키는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 14】

제1항에 있어서,

상기 제2단계는

동일한 셀 내의 모든 이동국에 대해서 동일한 주파수 도약 패턴을 갖도록 주파수 도약 시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 15】

제14항에 있어서,

상기 제2단계는

상이한 셀간의 이동국에 대해서 상이한 주파수 도약 패턴을 갖도록 주파수 도약 시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 16】

제15항에 있어서,

상기 제2단계는

주파수 도약 간격이 셀별로 상이하도록 주파수 도약 시키는 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 17】

제15항에 있어서,

상기 제2단계는

주파수 도약 방향이 셀별로 상이하도록 주파수 도약 시키는 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 18】

제1항에 있어서,

상기 제3단계에서 전송된 comb 심벌에 대응하는 시간 영역 신호 $y(n)$ - n 은 시간 인
덱스-를 수신하는 제5단계;

상기 시간 영역 신호 $y(n)$ 를 최초 설정된 주파수 오프셋으로 복원시키는 제6단계;
및

상기 시간 영역 신호 $y(n)$ 를 주파수 영역 신호 $Y(k)$ - k 는 주파수 인덱스-로 부분
고속 푸리에 변환시켜 변조된 데이터 시퀀스를 복조하는 제7단계

를 더 포함하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 19】

제18항에 있어서,

상기 제7단계는

상기 주파수 인덱스 k 에 따라 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단으로 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 가 출력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 20】

제19항에 있어서,

상기 제7단계는

Decimation In Frequency 알고리즘에 따라 부분 고속 푸리에 변환이 수행되고,

상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단의 어드레스의 비트 역전된 값과 상기 주파수 인덱스 k 가 매핑되어 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 가 출력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 21】

제19항에 있어서,

상기 제7단계는

Decimation In Time 알고리즘에 따라 부분 고속 푸리에 변환이 수행되고,

상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단의 어드레스와 상기 주파수 인덱스 k 가 순차적으로 매핑되어 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 가 출력되는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 22】

제20항 또는 제21항에 있어서,
상기 제7단계는
상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단으로 출력되는 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 에 따라 상기 부분 고속 푸리에 변환부를 구성하는 버터플라이의 연산이 수행되거나 수행되지 않도록 하는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법..

【청구항 23】

제20항 또는 제21항에 있어서,
상기 제4단계에 의해 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ 가 추가로 할당된 경우에 상기 제7단계는
현재 할당되어 있는 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 인접 그룹에 대응하는 출력단으로 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 를 출력시키는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 24】

제23항에 있어서,
상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 는
동일한 크기의 부반송파 그룹으로 구성된 소정의 부반송파 그룹군(群) 내에서 할당
된 신호인 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 25】

제24항에 있어서,
상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단은
동일한 크기의 부반송파 그룹은 인접한 출력단으로 출력되도록 소정의 군(群)으로
구분되어 있는 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 26】

제1항에 있어서,
상기 데이터 시퀀스는
파일럿 신호 또는 제어신호에 대응하는 시퀀스인 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 27】

제26항에 있어서,

상기 제2단계는 수행되지 않는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 28】

제27항에 있어서,

상기 제1단계는

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단 어드레스 및 상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단 어드레스에서 각각 0번 어드레스를 포함하는 부반송파 그룹을 최우선순위로 부여하고 상기 부반송파 그룹의 인접 그룹에 대해 순차적으로 우선순위를 부여하여 우선순위에 따라 상기 파일럿 신호 또는 제어신호에 대해 부반송파 그룹을 할당하는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 29】

제1항에 있어서,

전체 부반송파의 개수가 $N=2^n$ 일 때 상기 수학식 2에 정의된 comb 심벌을 다음의 i), ii), iii)의 방법을 통하여 부반송파의 개수 N_s 가 1, 2, 4, ..., 2^n 로 구성되는 콤 (comb) 심벌들을 노드(node)로 갖는 트리 (tree)를 구성하고 iv), v), vi)의 방법에 따라

1,2,4,...,2ⁿ의 부반송파 개수를 갖는 comb 심벌을 주파수 충돌 없이 여러 이동국에 할당하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

i) 가장 상위 노드를 $X_{1,0}$ 는 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수가 2ⁿ인 comb 심벌;

ii) 노드 $X_{1,0}$ 의 다음 하위 노드를 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수가 2ⁿ⁻¹인 comb 심벌 $X_{2,0}$ 과 $X_{2,1}$ 로 함. 계속하여, 부반송파의 개수가 2^{n-a}이고 주파수 오프셋(frequency offset)이 b인 콤 심벌 $X_{2^a,b}$ 인 노드의 다음 하위 노드는 부반송파의 개수가 2^{n-a-1}이고 주파수 오프셋(frequency offset)이 각각 b와 b+2^a인 comb 심벌 $X_{2^{a+1},b}$ 와 $X_{2^{a+1},b+2^a}$ 로 함;

iii) 이를 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수가 1이 될 때까지 반복하여 임의의 n에 대해 부반송파의 개수 Ns가 1,2,4,...,2ⁿ로 구성되는 콤 (comb) 심벌들을 노드 (node)로 갖는 트리 (tree) T_{2^n} 을 구성.

iv) 초기에 모든 comb 심벌을 사용하지 않은 것으로 표시

v) 이동국의 전송률에 따라 필요한 크기의 사용하지 않는 comb 심벌을 할당하고, 할당된 comb 심벌과 그 하위 노드(node)에 있는 comb 심벌을 모두 사용된 것으로 표시

vi) comb 심벌을 할당이 해제되면 해당 comb 심벌과 그 하위 노드(node)에 있는 comb 심벌을 모두 사용할 수 있는 것으로 표시

【청구항 30】

제29항에 있어서,

전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수일 때 $N'=2^n \geq N$ 에 대하여 제29항의 i), ii), iii)과 같이 트리(tree) 구조를 구성하고 자원을 할당하되 널 반송파 부분에 해당하는 데이터를 천공하여 전송하는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 31】

제29항에 있어서,

전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수일 때 $N'=2^n \geq N$ 에 대하여 제29항의 i), ii), iii)과 같이 트리(tree) 구조를 구성하고 자원을 할당하되 널 반송파 부분에 해당하는 위치에 널 데이터를 삽입하여 전송하는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 32】

제29항에 있어서,

전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수일 때 $N'=2^n \geq N$ 에 대하여 제29항의 i), ii), iii)과 같이 트리(tree) 구조를 구성하고 자원을 할당하되 널 반송파 부분에 해당하는 데이터를 중 일부분은 제30항의 방법을 적용하고 나머지를 제31항의 방법을 적용하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 33】

제29항에 있어서,

전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수일 때 $N'=2^n \geq N$ 에 대하여 $N = \sum_{i=0}^n a_i 2^i$ 로 표시하고 (여기서 $a_i, i=0, \dots, n$ 은 음이 아닌 정수) 각각의 $i=0, \dots, n$ 에 대해 제29항의 i), ii), iii)과 같이 트리(tree)구조 T_{2^i} 를 구성하고 이를 a_i 개 사용하여 모두 $\sum_{i=0}^n a_i$ 만큼의 서브트리(sub-tree)로 구성되고, 부반송파의 개수 N 을 갖는 다중트리 (multiple-tree)를 구성하고 제29항의 iv), v), vi)의 방법에 따라 $1, 2, 4, \dots, 2^n$ 의 부반송파 개수를 갖는 하기수학식의 comb 심벌을 주파수 충돌 없이 여러 이동국에 할당하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

[수학식4]

$$X_{st, N_c, q}(k) \begin{cases} \neq 0, k = pN_c + q + K_{st} \\ = 0, \text{기타} \end{cases}$$

단, st 는 서브트리(sub-tree) 인덱스, K_{st} 는 서브트리(sub-tree) st 의 시작 주파수 인덱스, N_{st} 는 서브트리(sub-tree) st 의 부반송파 수, $p=0, 1, \dots, (N_s/N_c)-1$, $q=0, 1, \dots, N_c-1$ 이다.

【청구항 34】

제29항 또는 제33항에 있어서,
하나 이상의 comb 심벌을 할당하여 이동국에 임의의 정수의 부반송파를 할당하는
것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 35】

제33항에 있어서,
하나 이상의 콤 심벌을 할당하여 이동국에 임의의 정수의 부반송파를 할당할 때,
우선적으로 할당되지 않은 서브트리(sub-tree)의 comb 심벌을 할당하여 주파수 다이버시
티 (frequency diversity)를 얻을 수 있도록 하고 콤 심벌을 가능한 한 주파수 간격이
일정하도록 할당하여 이동국에서 부분 고속 푸리에 변환을 사용하여 연산량을 감소시키
는 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 36】

제29항, 제30항, 제31항, 제32항, 제33항, 제34항 및 제35항 중 어느 한 항에 있어
서,

각 셀마다 시간 1에 따른 임의의 도약 패턴 $P(l), 0=P(l) \leq N$ 을 가지고 할당된 각 comb 심벌 $X_{a,b}(k)$ 를 시간 1에서 하기 수학식5의 주파수 표시 (indicator) 함수 $Y_{a,b}(k,l)$ 에 따라 주파수 영역에서 주파수를 도약하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

[수학식5]

$$Y_{a,b}(k,l) = X_{a,b}((k+P(l)) \bmod N)$$

【청구항 37】

제36항에 있어서,

각 셀마다 다른 도약 패턴을 가지도록 하여 셀간 간섭을 평균화하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 38】

제1항에 있어서,

전체 사용 주파수 대역을 M개의 서브밴드(sub-band)로 나누고 각 서브밴드(sub-band)마다 상기 1단계, 2단계, 3단계를 적용하고 서브밴드(sub-band)를 도약시키는 8단계

를 더 포함하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

【청구항 39】

주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템에 있어서,

변조된 데이터 시퀀스에 대해 하기 수학적식과 같이 전체 사용 가능 주파수 대역에서 균일하게 배치되는 소정 개수의 부반송파-부반송파 그룹-로 구성된 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ - k 는 주파수 인덱스-를 할당하는 부반송파 할당부;

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 독립적인 주파수 오프셋을 갖도록 주파수 도약시키는 주파수 도약부;

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 시간 영역 신호 $x(n)$ - n 은 시간 인덱스-로 역 부분 고속 푸리에 변환시켜 전송하는 역 부분 고속 푸리에 변환부; 및

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부로부터 출력되는 시간 영역 신호 $x(n)$ 를 무선 채널로 전송하는 무선신호 송신부

를 포함하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

[수학적식1]

$$N = \sum_{i=1}^{N_c} N_{si} = N_c * N_s \quad (N_{si} = N_s = \text{Const.인 경우})$$

단,

N_c : 전체 사용 가능 주파수 대역에서 할당 가능한 comb 심벌의 개수, 주파수 오프셋의 수

N_{si} : i 번째 comb 심벌 내의 부반송파 개수, i 번째 comb 심벌의 크기, i 번째 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 크기

[수학식2]

$$X_{N_o, q} = \begin{cases} \neq 0, k = p_i N_c + q_i \\ = 0, otherwise \end{cases}$$

단,

$$\begin{cases} p_i = 0, 1, \dots, N_{st} - 1 \\ q_i = 0, 1, \dots, N_c - 1 \end{cases}$$

【청구항 40】

제39항에 있어서,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부는

상기 주파수 인덱스 k에 따라 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단으로 상기 주파수 영역 신호 X(k)가 입력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 41】

제40항에 있어서,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부는

Decimation In Frequency 알고리즘에 따라 역 부분 고속 푸리에 변환이 수행되고,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단의 어드레스와 상기 주파수 인덱스 k가 순차적으로 매핑되어 상기 주파수 영역 신호 X(k)가 입력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 42】

제40항에 있어서,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부는

Decimation In Time 알고리즘에 따라 역 부분 고속 푸리에 변환이 수행되고,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단의 어드레스의 비트 역전된 값과 상기 주파수 인덱스 k 가 매핑되어 상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 가 입력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 43】

제41항 또는 제42항에 있어서,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부는

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부를 구성하는 버터플라이의 입력단에 모두 0이 입력되는 경우에는 버터플라이 연산을 수행하지 않도록 하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 44】

제41항 또는 제42항에 있어서,

상기 부반송파 할당부는

이동국의 요구에 따라 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 추가로 할당 하되,

상기 추가로 할당되는 $X(k)$ 는 현재 할당되어 있는 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 인접 그룹중 이전에 할당받은 부반송파가 총 2^L 개인 경우 부반송파 수가 2^{L+1} 인 그룹에 속하는 인접그룹으로 구성된 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호인 것으로 구성된 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호인 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 45】

제44에 있어서,

상기 부반송파 할당부는

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 동일한 크기의 부반송파 그룹으로 구성된 소정의 부 반송파 그룹군(群) 내에서 할당시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 46】

제44항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 동일한 크기의 부반송파 그룹으로 구성된 소정의 부 반송파 그룹군(群) 내에서 주파수 도약시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 47】

제45항 또는 제46항에 있어서,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단은

동일한 크기의 부반송파 그룹은 인접한 입력단으로 입력되도록 소정의 군(群)으로
구분되어 있는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 48】

제44항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

상기 초기 할당된 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹과 상기 추가 할당된 comb
심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 합을 주파수 도약의 최소 단위로 하여 수학식 6으로
정해지는 부반송파 그룹번호로 주파수 도약시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

[수학식6]

$$G=(g_n+P(l)\times i)\bmod N_e$$

G :시간슬롯 l 에서의 그룹번호

$P(l)$:주파수 도약 패턴 함수

i :할당받은 그룹의 수

g_n :최초 시간슬롯에서 그룹번호

【청구항 49】

제44항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

상기 초기 할당된 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹을 주파수 도약의 최소 단위로 하여 주파수 도약시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 50】

제39항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

크기가 동일한 comb 심벌로 주파수 도약시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 51】

제39항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

모든 comb 심벌이 랜덤하게 주파수 도약 패턴을 갖도록 주파수 도약 시키는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 52】

제39항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

동일한 셀 내의 모든 이동국에 대해서 동일한 주파수 도약 패턴을 갖도록 주파수 도약 시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 53】

제52항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

상이한 셀간의 이동국에 대해서 상이한 주파수 도약 패턴을 갖도록 주파수 도약 시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 54】

제53항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

주파수 도약 간격이 셀별로 상이하도록 주파수 도약 시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 55】

제53항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

주파수 도약 방향이 셀별로 상이하도록 주파수 도약 시키는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 56】

제39항에 있어서,

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부에서 전송된 comb 심벌에 대응하는 시간 영역 신호 $y(n)$ - n 은 시간 인덱스-를 수신하는 무선신호 수신부;

상기 시간 영역 신호 $y(n)$ 를 최초 설정된 주파수 오프셋으로 복원시키는 역주파수 도약부; 및

상기 시간 영역 신호 $y(n)$ 를 주파수 영역 신호 $Y(k)$ - k 는 주파수 인덱스-로 부분 고속 푸리에 변환시키는 부분 고속 푸리에 변환부; 및

상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 를 복조하는 복조부

를 더 포함하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 57】

제56항에 있어서,

상기 부분 고속 푸리에 변환부는

상기 주파수 인덱스 k 에 따라 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단으로 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 가 출력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 58】

제57항에 있어서,

상기 부분 고속 푸리에 변환부는

Decimation In Frequency 알고리즘에 따라 부분 고속 푸리에 변환이 수행되고,

상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단의 어드레스의 비트 역전된 값과 상기 주파수 인덱스 k 가 매핑되어 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 가 출력되는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 59】

제57항에 있어서,

상기 부분 고속 푸리에 변환부는

Decimation In Time 알고리즘에 따라 부분 고속 푸리에 변환이 수행되고,
상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단의 어드레스와 상기 주파수 인덱스 k 가 순차적으로 매핑되어 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 가 출력되는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 60】

제58항 또는 제59항에 있어서,
상기 부분 고속 푸리에 변환부는
상기 출력단으로 출력되는 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 에 따라 상기 부분 고속 푸리에 변환부를 구성하는 버터플라이의 연산이 수행되거나 수행되지 않도록 하는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 61】

제58항 또는 제59항에 있어서,
상기 부반송파 할당부에 의해 comb 심벌에 대응하는 주파수 영역 신호 $X(k)$ 가 추가로 할당된 경우에 상기 부분 고속 푸리에 변환부는
현재 할당되어 있는 comb 심벌을 구성하는 부반송파 그룹의 인접 그룹에 대응하는 출력단으로 상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 를 출력시키는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 62】

제61항에 있어서,
상기 주파수 영역 신호 $Y(k)$ 는,
동일한 크기의 부반송파 그룹으로 구성된 소정의 부반송파 그룹군(群) 내에서 할당되는 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 63】

제62항에 있어서,
상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단은
동일한 크기의 부반송파 그룹은 인접한 출력단으로 출력되도록 소정의 군(群)으로 구분되어 있는 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 64】

제39항에 있어서,
상기 부반송파 할당부의 데이터 시퀀스는
파일럿 신호 또는 제어신호에 대응하는 시퀀스인 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 65】

제64항에 있어서,

상기 주파수 도약부는

상기 주파수 영역 신호 $X(k)$ 를 주파수 도약시키지 않는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 66】

제65항에 있어서,

상기 부반송파 할당부는

상기 역 부분 고속 푸리에 변환부의 입력단 어드레스 및 상기 부분 고속 푸리에 변환부의 출력단 어드레스에서 각각 0번 어드레스를 포함하는 부반송파 그룹을 최우선순위로 부여하고 상기 부반송파 그룹의 인접 그룹에 대해 순차적으로 우선순위를 부여하여 우선순위에 따라 상기 파일럿 신호 또는 제어신호에 대해 부반송파 그룹을 할당하는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 67】

제39항에 있어서,

전체 부반송파의 개수가 $N=2^n$ 일 때 상기 수학식2에 정의된 comb 심벌을 다음의 i), ii), iii)의 방법을 통하여 부반송파의 개수 N_s 가 1, 2, 4, ..., 2^n 로 구성되는 콤(comb) 심벌들을 노드(node)로 갖는 트리(tree)를 구성하고 iv), v), vi)의 방법에 따라

$1, 2, 4, \dots, 2^n$ 의 부반송파 개수를 갖는 comb 심벌을 주파수 충돌 없이 여러 이동국에 할당하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

i) 가장 상위 노드를 $X_{1,0}$ 는 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수가 2^n 인 comb 심벌;

ii) 노드 $X_{1,0}$ 의 다음 하위 노드를 $X_{2,0}$ 과 $X_{2,1}$ 로 함. 계속하여, 부반송파의 개수가 2^{n-a} 이고 주파수 오프셋(frequency offset)이 b 인 comb 심벌 $X_{2^a,b}$ 인 노드의 다음 하위 노드는 부반송파의 개수가 2^{n-a-1} 이고 주파수 오프셋(frequency offset)이 각각 b 와 $b+2^a$ 인 comb 심벌 $X_{2^{a+1},b}$ 와 $X_{2^{a+1},b+2^a}$ 로 함;

iii) 이를 comb 심벌을 구성하는 부반송파의 개수가 1이 될 때까지 반복하여 임의의 n 에 대해 부반송파의 개수 N_s 가 $1, 2, 4, \dots, 2^n$ 로 구성되는 comb 심벌들을 노드(node)로 갖는 트리(tree) T_{2^n} 를 구성.

iv) 초기에 모든 comb 심벌을 사용하지 않은 것으로 표시

v) 이동국의 전송률에 따라 필요한 크기의 사용하지 않는 comb 심벌을 할당하고, 할당된 comb 심벌과 그 하위 노드(node)에 있는 comb 심벌을 모두 사용된 것으로 표시

vi) comb 심벌을 할당이 해제되면 해당 comb 심벌과 그 하위 노드(node)에 있는 comb 심벌을 모두 사용할 수 있는 것으로 표시

【청구항 68】

제67항에 있어서,

전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수일 때 $N'=2^n \geq N$ 에 대하여 제65항의 i), ii), iii)과 같이 트리(tree) 구조를 구성하고 자원을 할당하되 널 반송파 부분에 해당하는 데이터를 천공하여 전송하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 69】

제67항에 있어서,

전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수일 때 $N'=2^n \geq N$ 에 대하여 제67항의 i), ii), iii)과 같이 트리(tree) 구조를 구성하고 자원을 할당하되 널 반송파 부분에 해당하는 위치에 널 데이터를 삽입하여 전송하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 70】

제67항에 있어서,

전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수일 때 $N'=2^n \geq N$ 에 대하여 제67항의 i), ii), iii)과 같이 트리(tree) 구조를 구성하고 자원을 할당하되 널 반송파 부분에 해당하는 데이터 중 일부분은 제68항의 방법을 적용하고 나머지를 제69항의 방법을 적용하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 71】

제67항에 있어서,

전체 부반송파의 개수 N 이 임의의 정수일 때 $N'=2^n \geq N$ 에 대하여 $N = \sum_{i=0}^n a_i 2^i$ 로 표시하고 (여기서 $a_i, i=0, \dots, n$ 은 음이 아닌 정수) 각각의 $i=0, \dots, n$ 에 대해 제67항의 i), ii), iii)과 같이 트리(tree)구조 T_{2^i} 를 구성하고 이를 a_i 개 사용하여 모두 $\sum_{i=0}^n a_i$ 만큼의 서브트리(sub-tree)로 구성되고, 부반송파의 개수 N 을 갖는 다중트리 (multiple-tree)를 구성하고 제67항의 iv), v), vi)의 방법에 따라 $1, 2, 4, \dots, 2^n$ 의 부반송파 개수를 갖는 comb 심벌을 주파수 충돌 없이 여러 이동국에 할당하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 방법.

[수학식11]

$$X_{st, N_c q}(k) \begin{cases} \neq 0, k = pN_c + q + K_{st} \\ = 0, \text{기타} \end{cases}$$

단, st 는 서브트리(sub-tree) 인덱스, K_{st} 는 서브트리(sub-tree) st 의 시작 주파수 인덱스, N_{st} 는 서브트리(sub-tree) st 의 부반송파 수, $p=0, 1, \dots, (N_{st}/N_c)-1$, $q=0, 1, \dots, N_c-1$ 이다.

【청구항 72】

제67항 또는 제71항에 있어서,
하나 이상의 comb 심벌을 할당하여 이동국에 임의의 정수의 부반송파를 할당하는
것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 73】

제71항에 있어서,
하나 이상의 콤 심벌을 할당하여 이동국에 임의의 정수의 부반송파를 할당할 때,
우선적으로 할당되지 않은 서브트리(sub-tree)의 comb 심벌을 할당하여 주파수 다이버시
티 (frequency diversity)를 얻을 수 있도록 하고 콤 심벌을 가능한 한 주파수 간격이
일정하도록 할당하여 이동국에서 부분 고속 푸리에 변환을 사용하여 연산량을 감소시키
는 것
을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 74】

제67항, 제68항, 제69항, 제70항, 제71항, 제72항 및 제73항 중 어느 한 항에 있어
서,

각 셀마다 시간 1에 따른 임의의 도약 패턴 $P(l), 0 \leq P(l) \leq N$ 을 가지고 할당된 각 comb 심벌 $X_{a,b}(k)$ 를 시간 1에서 주파수 표시 (indicator) 함수 $Y_{a,b}(k,l)$ 에 따라 주파수 영역에서 주파수를 도약하는 것

을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

[수학식12]

$$Y_{a,b}(k,l) = X_{a,b}((k+P(l)) \bmod N)$$

【청구항 75】

제74항에 있어서,

각 셀마다 다른 도약 패턴을 가지도록 하여 셀간 간섭을 평균화하는 것을 특징으로 하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【청구항 76】

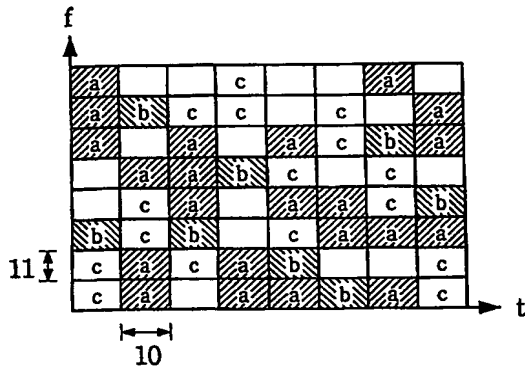
제1항에 있어서,

전체 사용 주파수 대역을 M개의 서브밴드(sub-band)로 나누고 각 서브밴드(sub-band)마다 상기 1단계, 2단계, 3단계를 적용하고 서브밴드(sub-band)를 도약시키는 8단계,

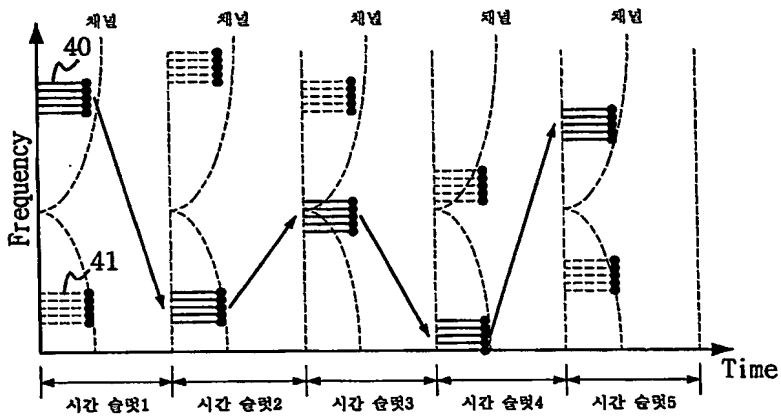
를 더 포함하는 주파수 도약 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템.

【도면】

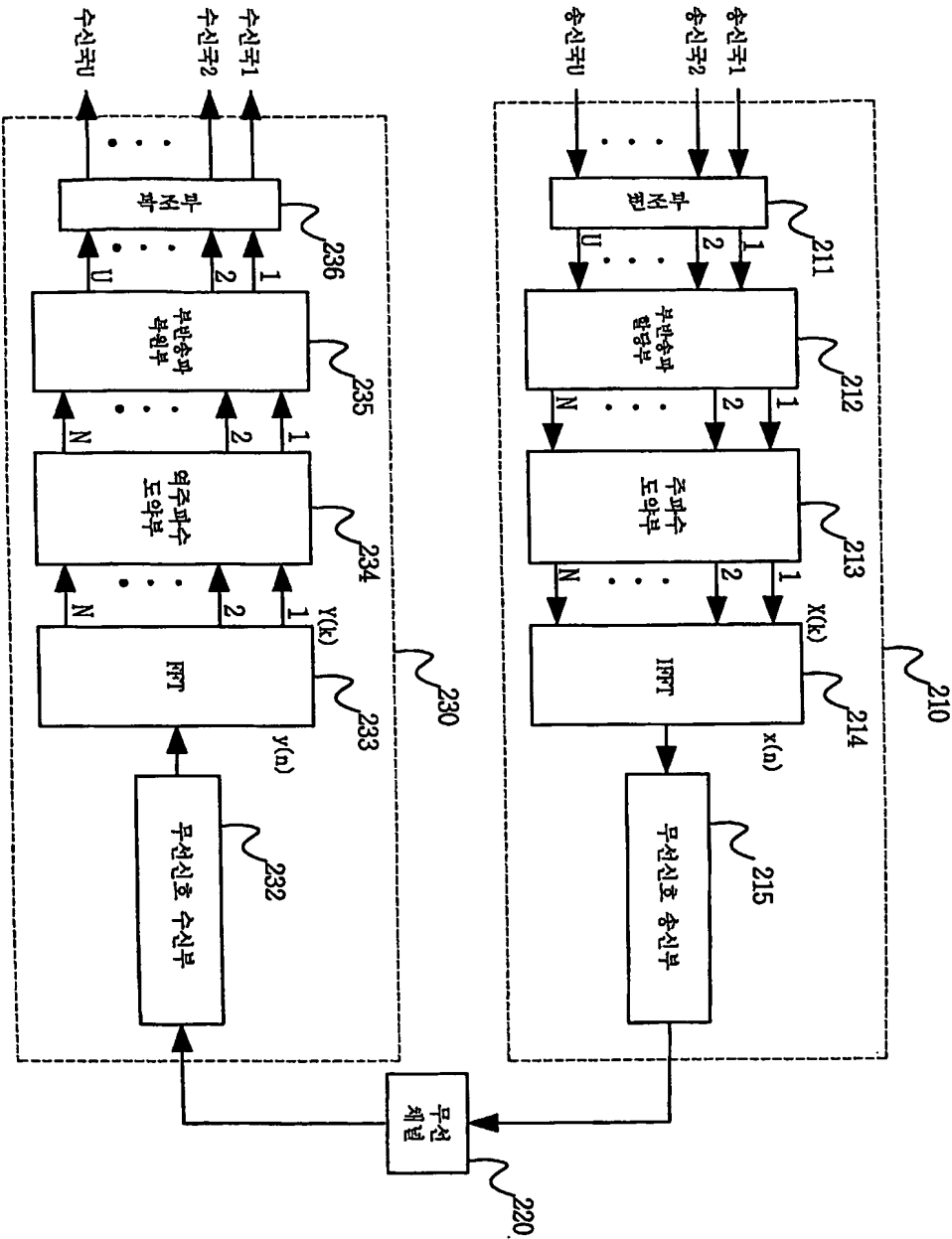
【도 1a】



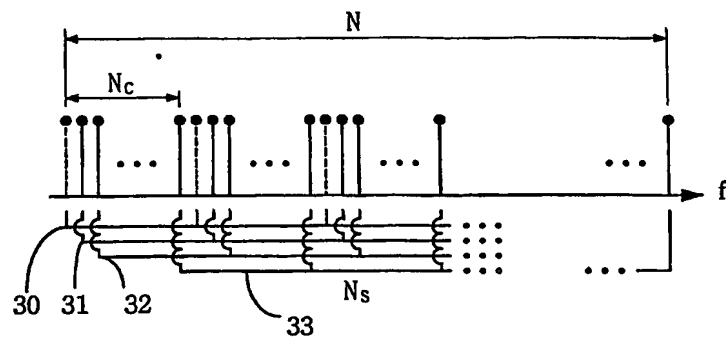
【도 1b】



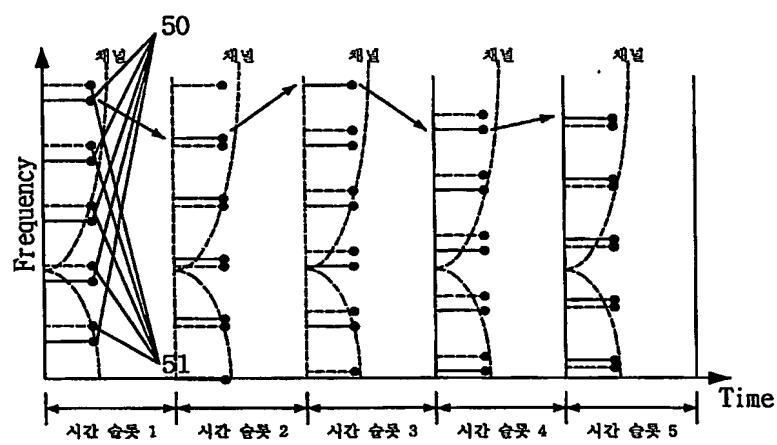
【도 2】



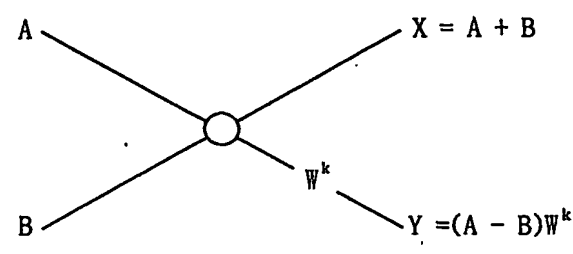
【도 3】



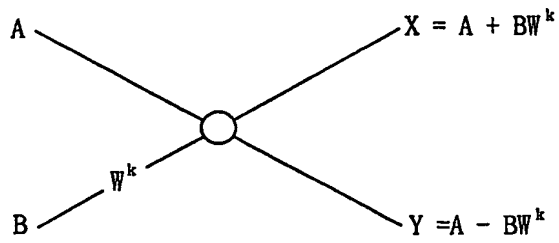
【도 4】



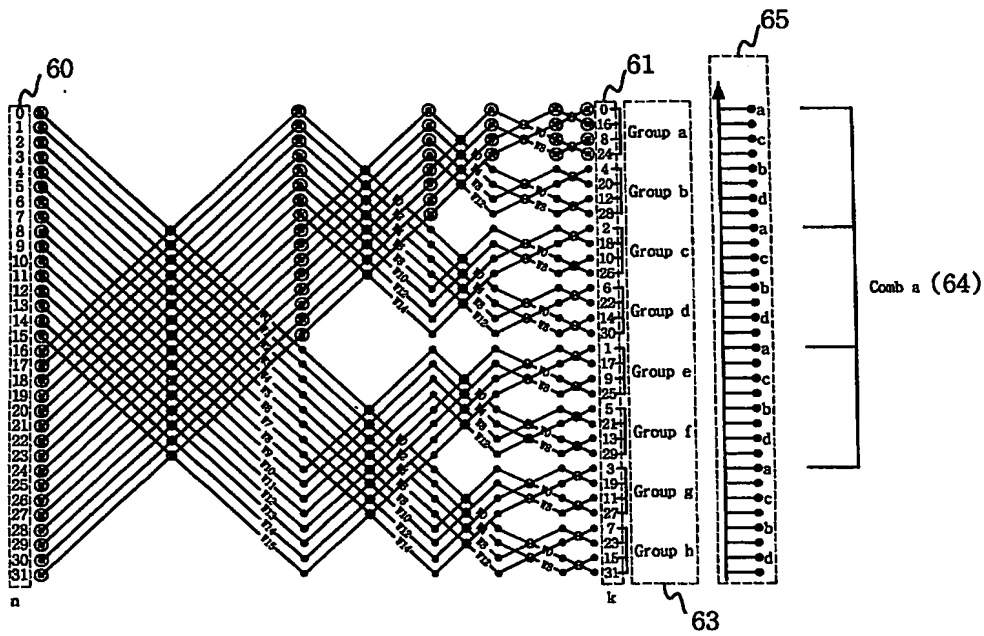
【도 5】



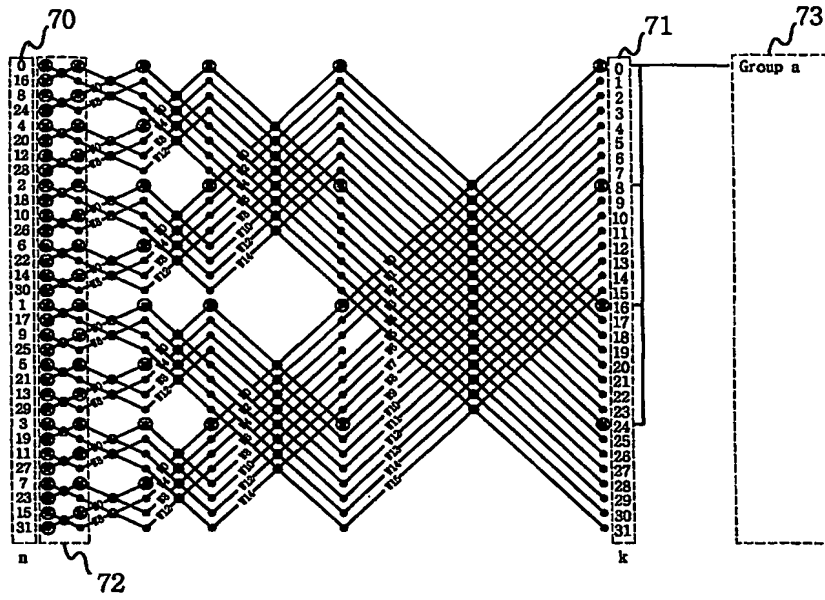
【도 6】



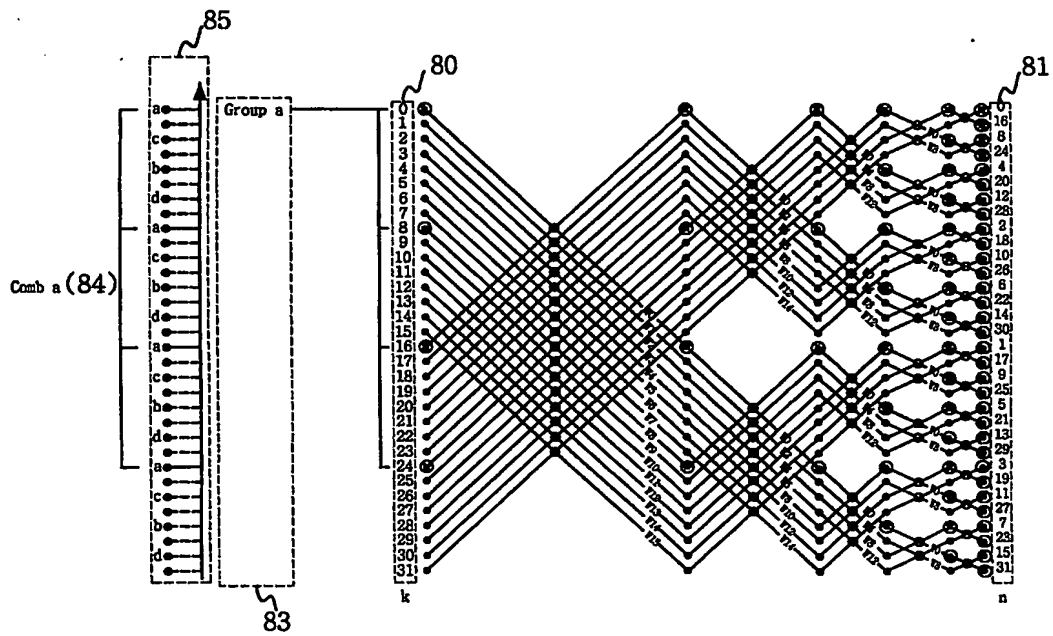
【도 7】



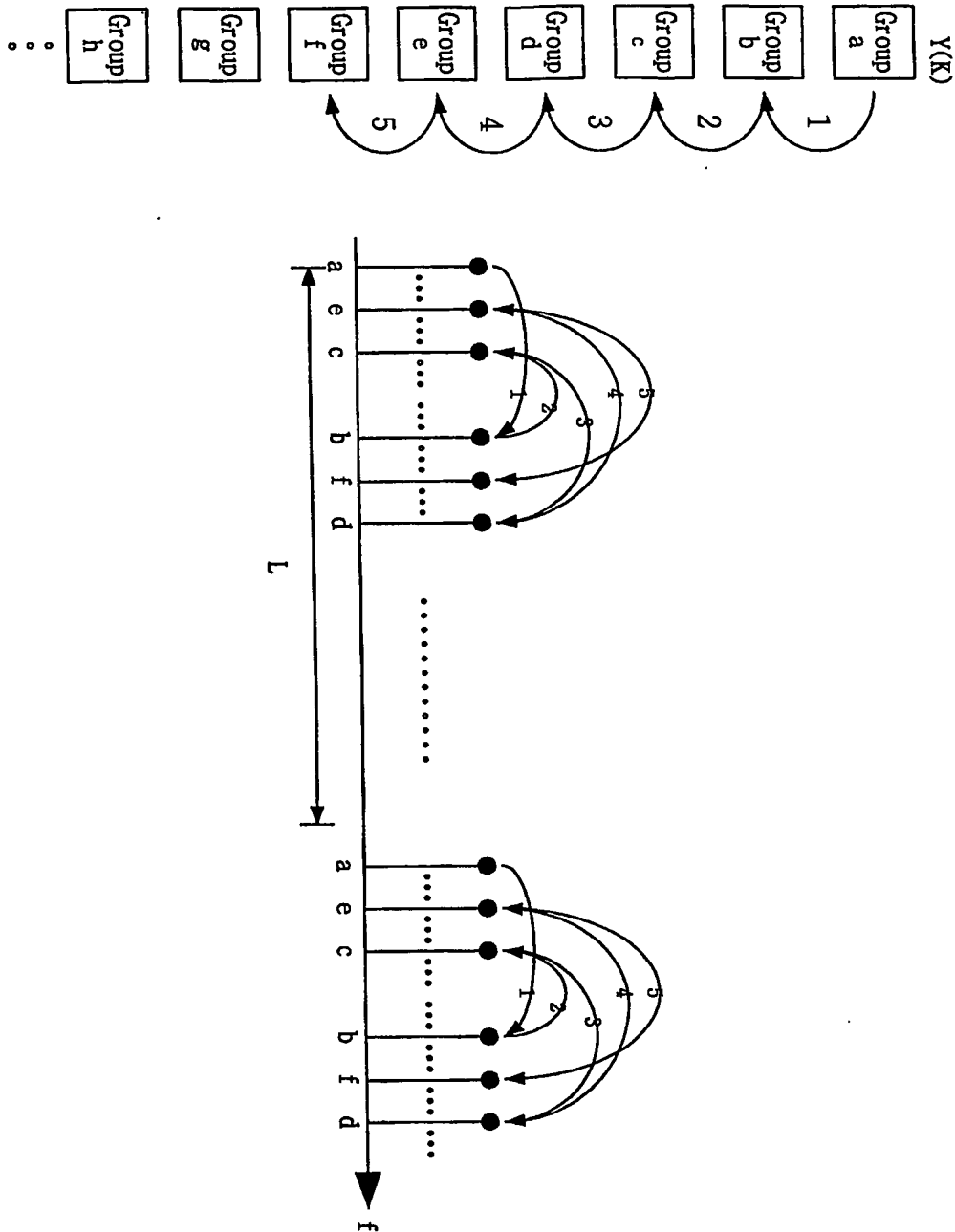
【도 8】



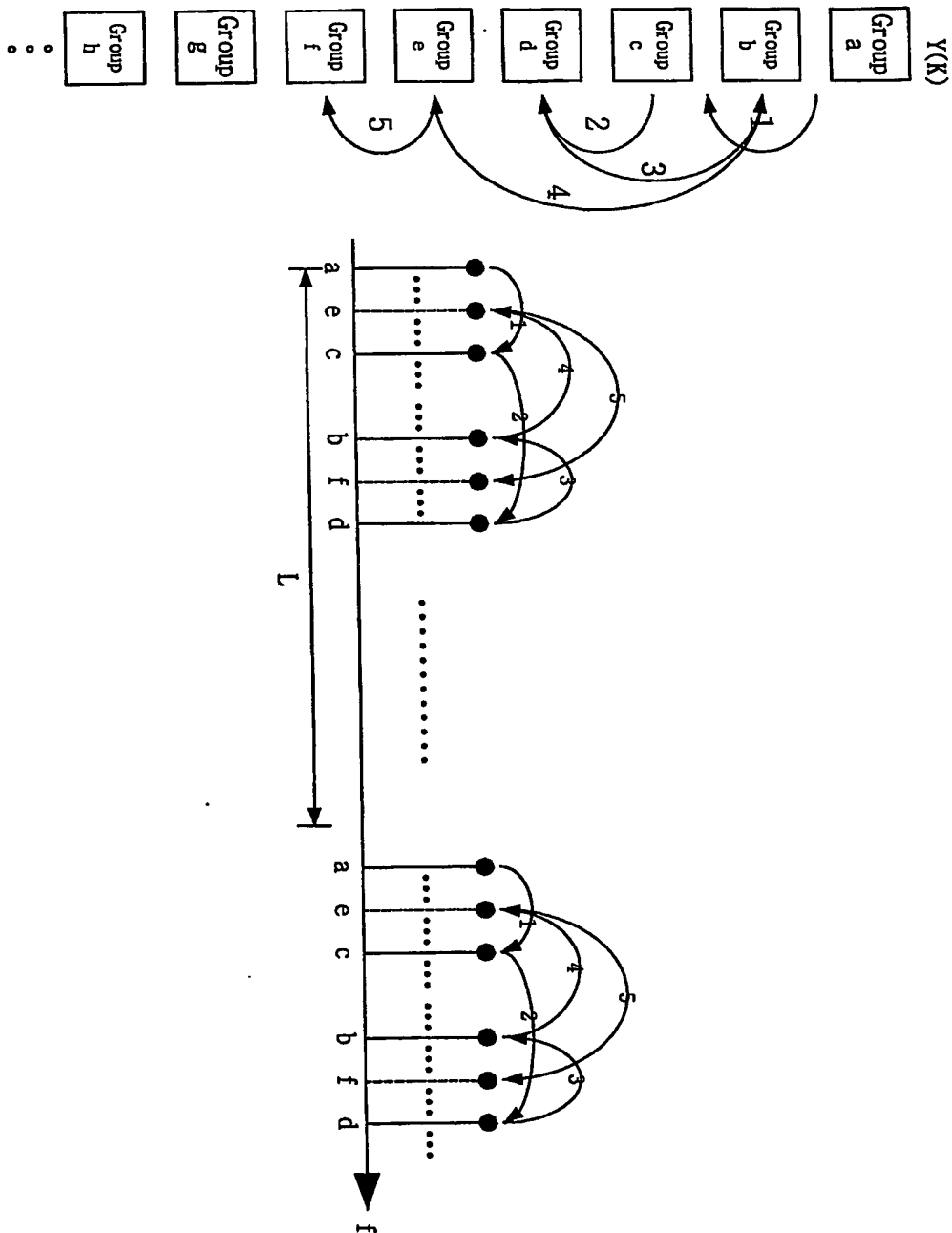
【도 9】



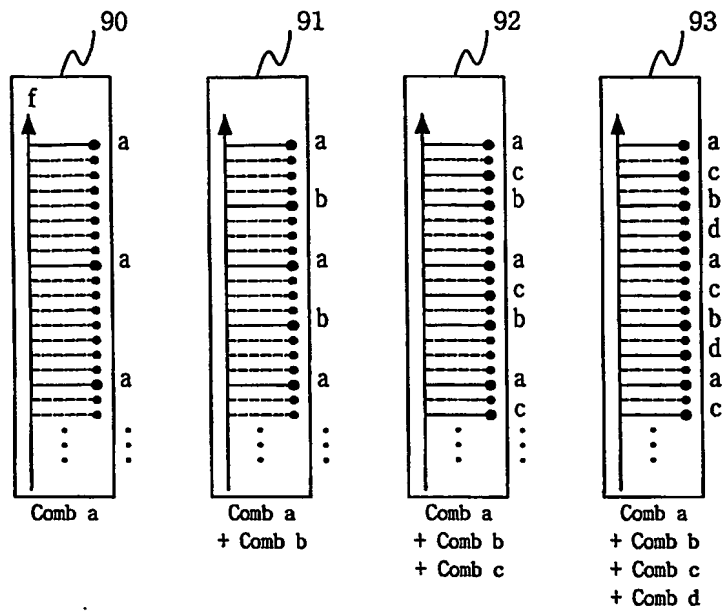
【도 10】



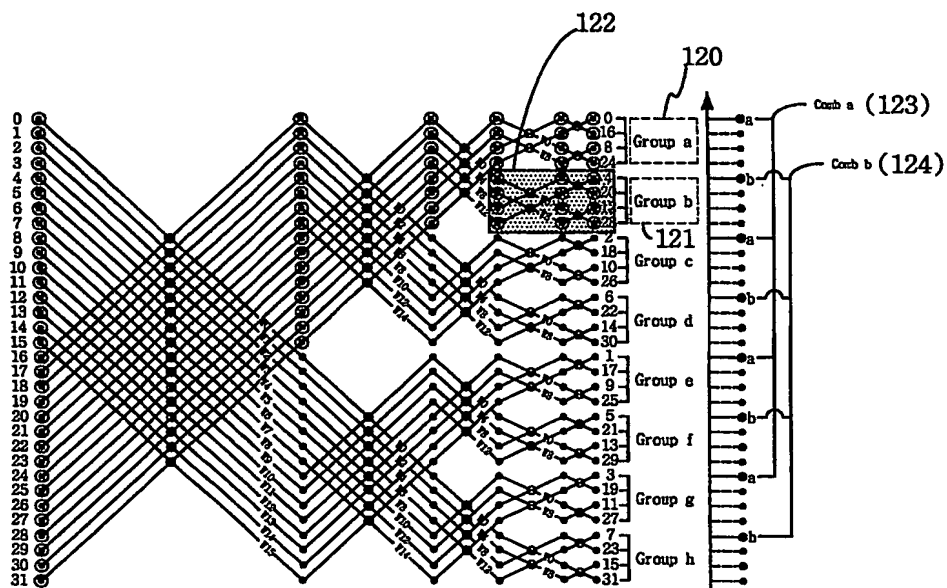
【图 11】



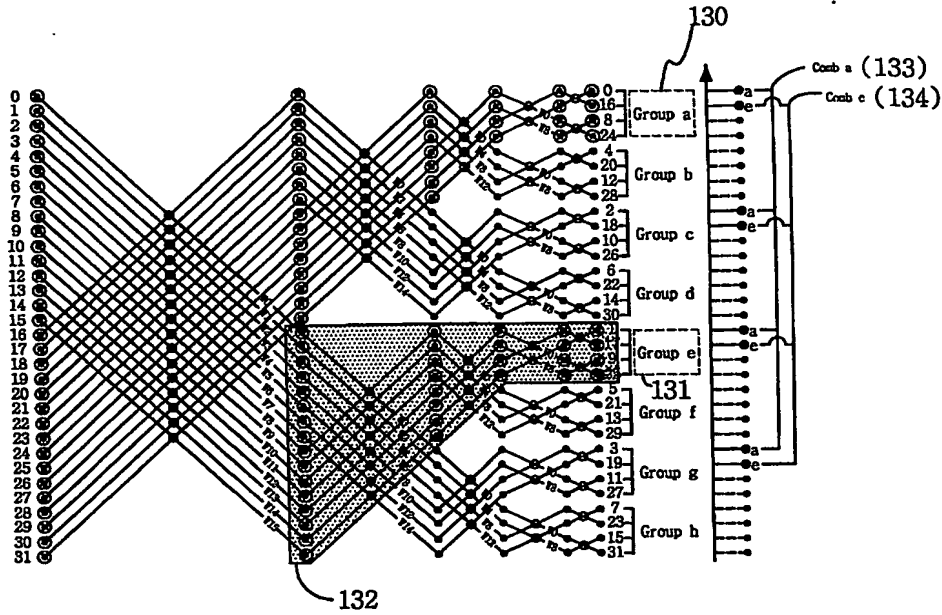
【도 12】



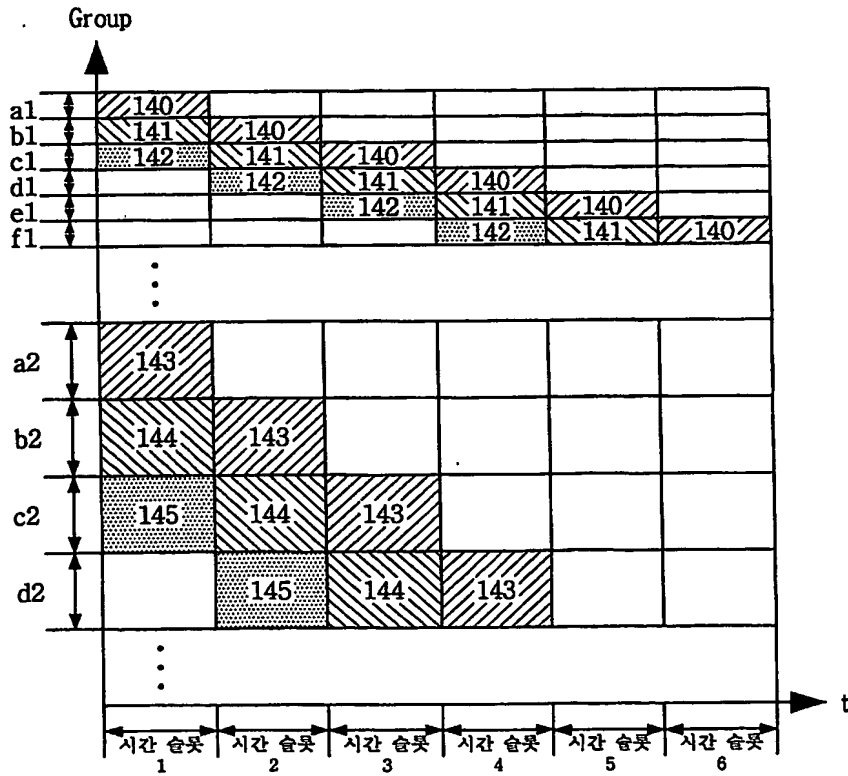
【도 13】



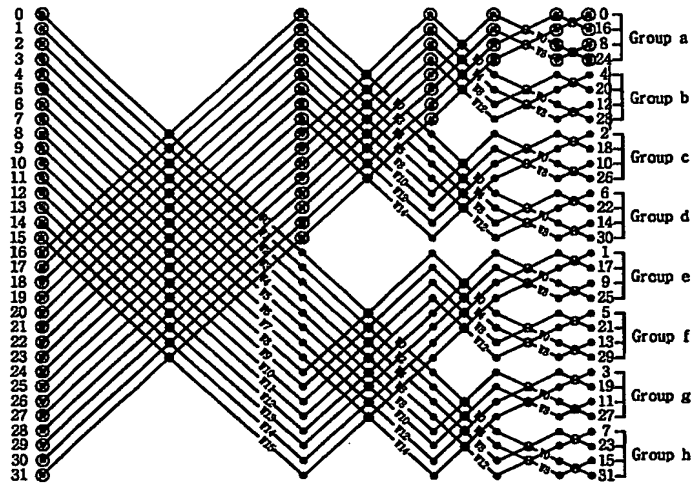
【도 14】



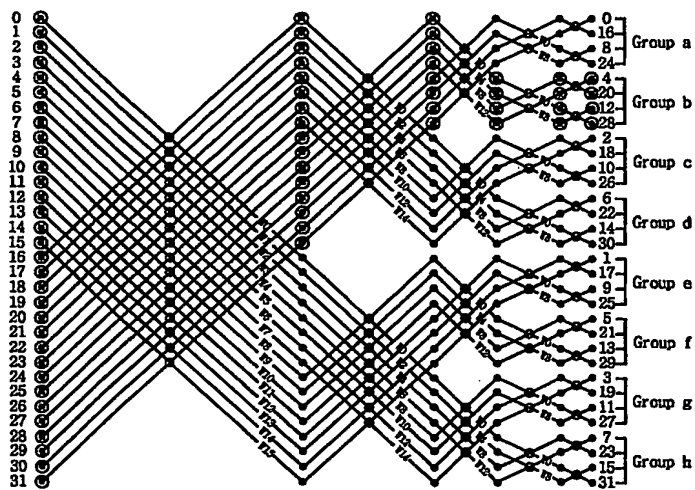
【도 15】



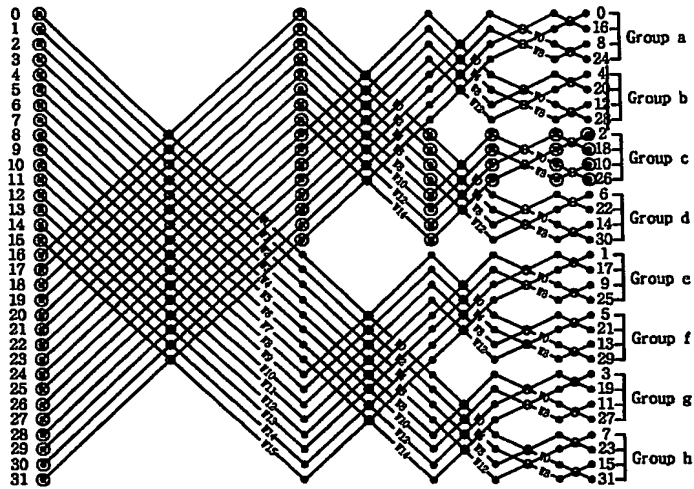
【도 16a】



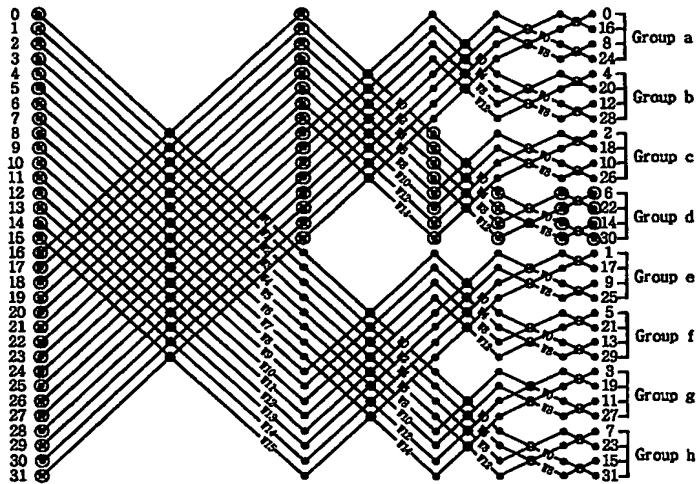
【도 16b】



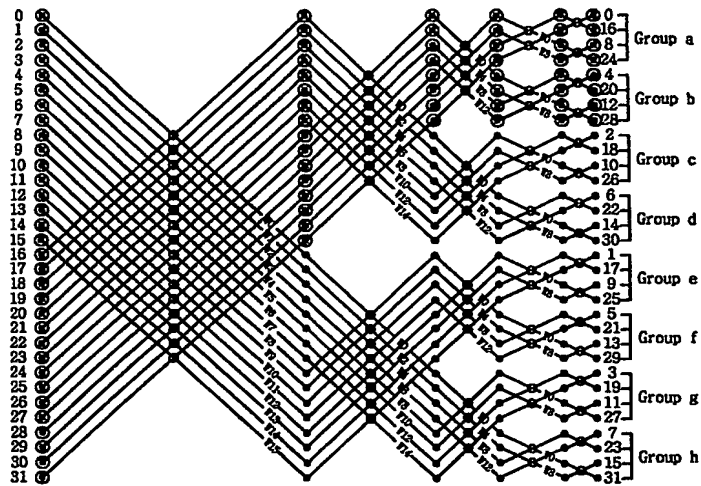
【도 16c】



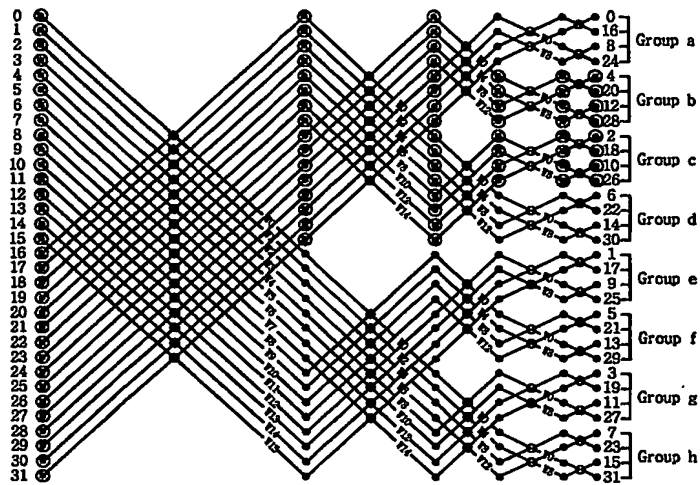
【도 16d】



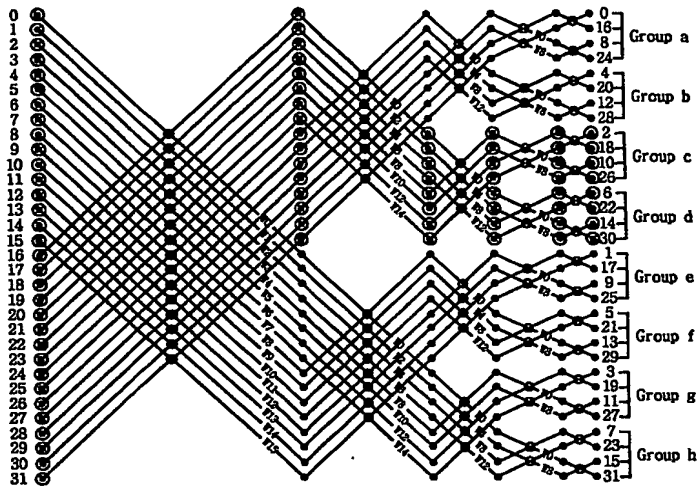
【도 17a】



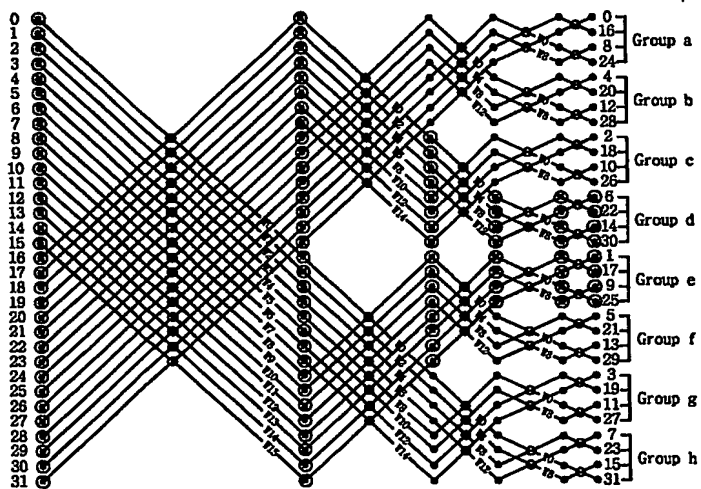
【도 17b】



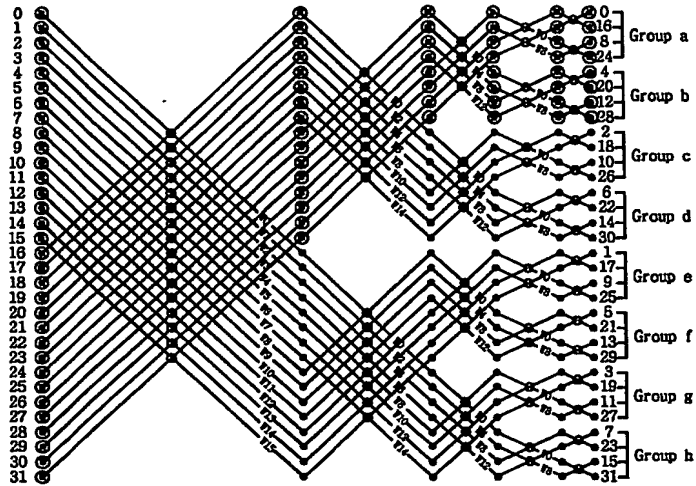
【도 17c】



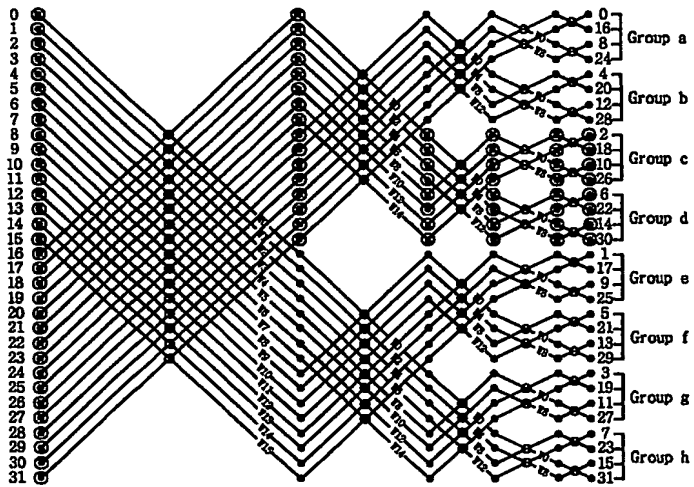
【도 17d】



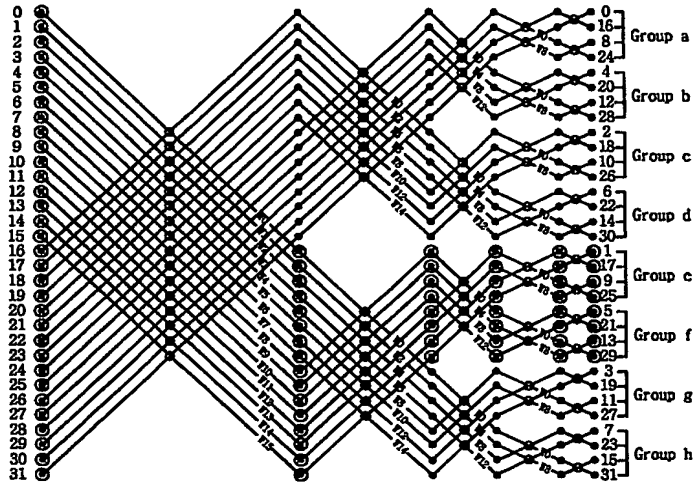
【도 18a】



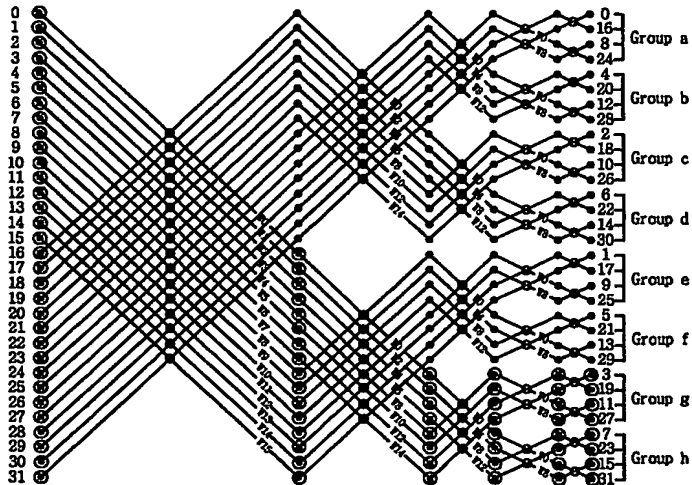
【도 18b】



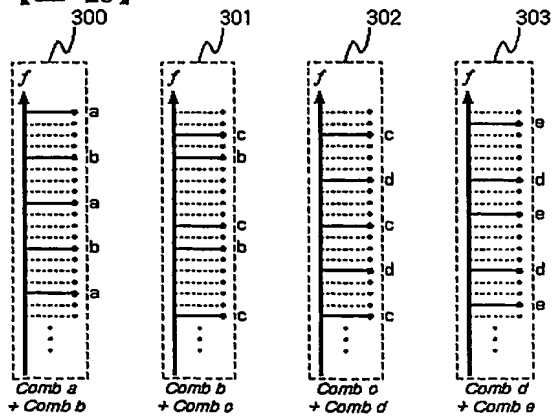
【도 18c】



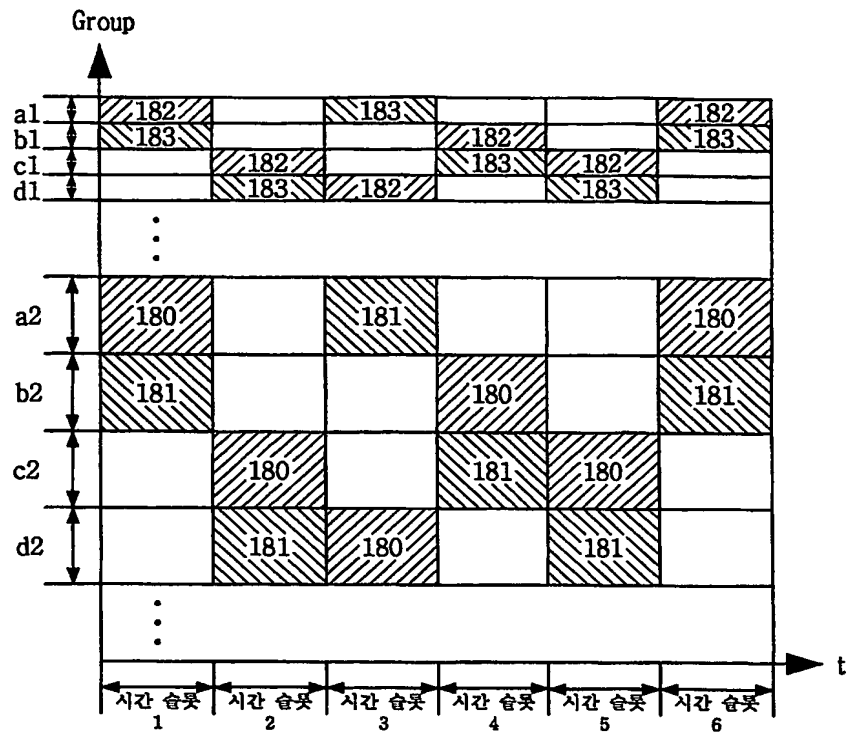
【도 18d】



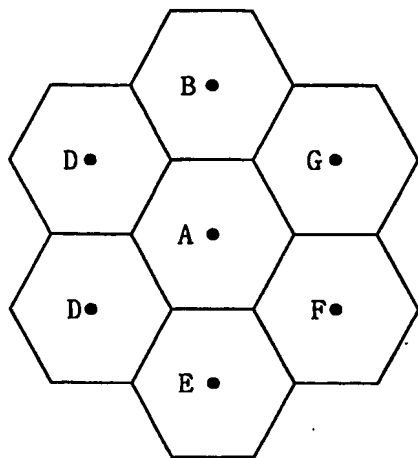
【도 19】



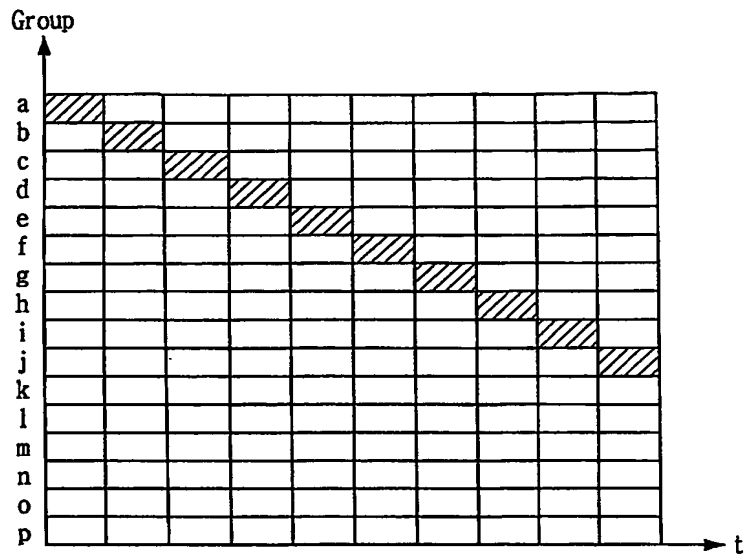
【도 20】



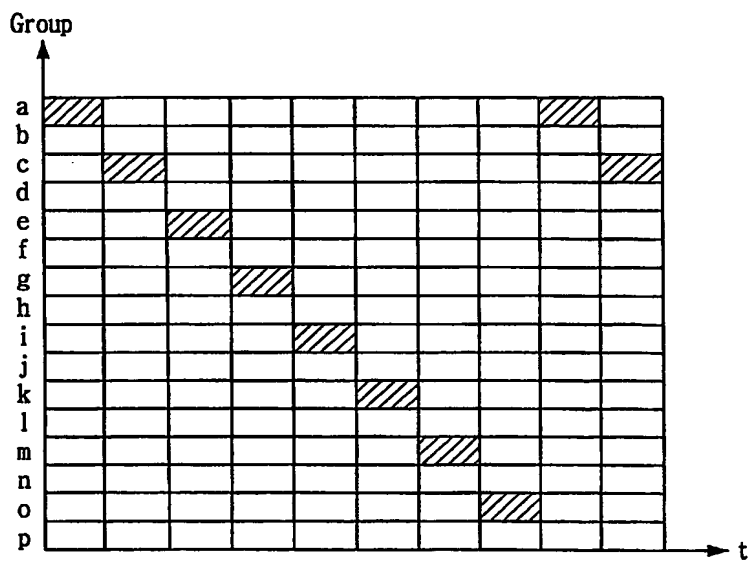
【도 21】



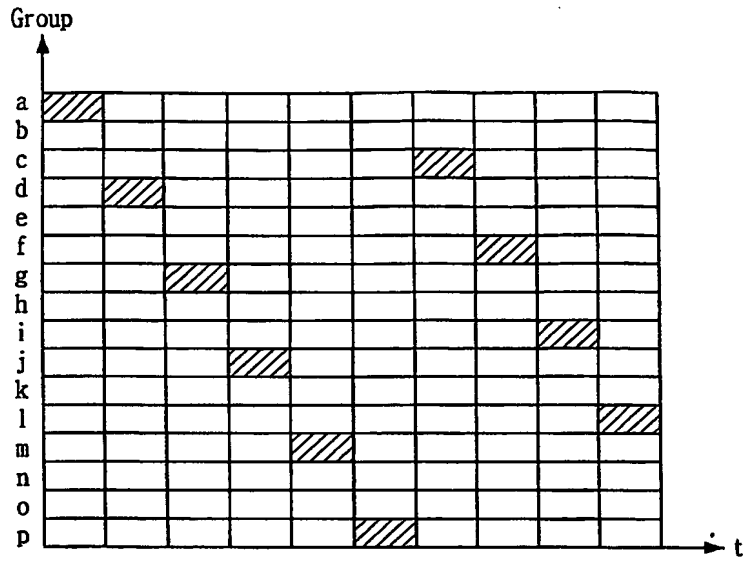
【도 22a】



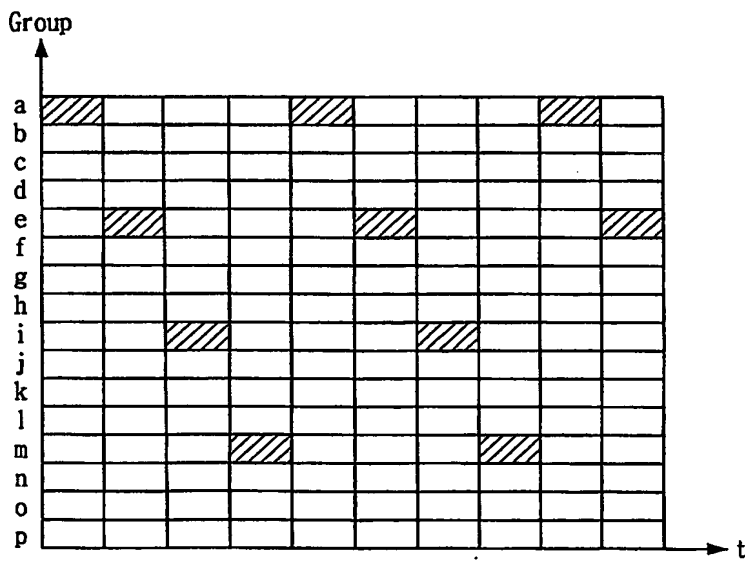
【도 22b】



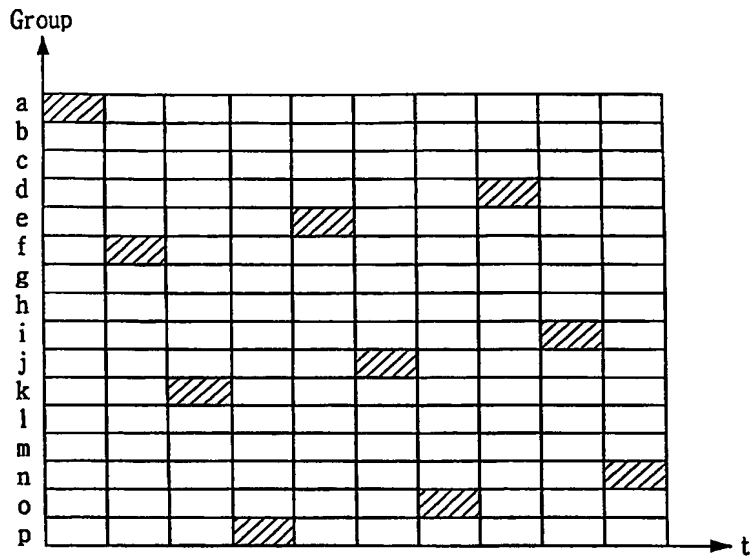
【도 22c】



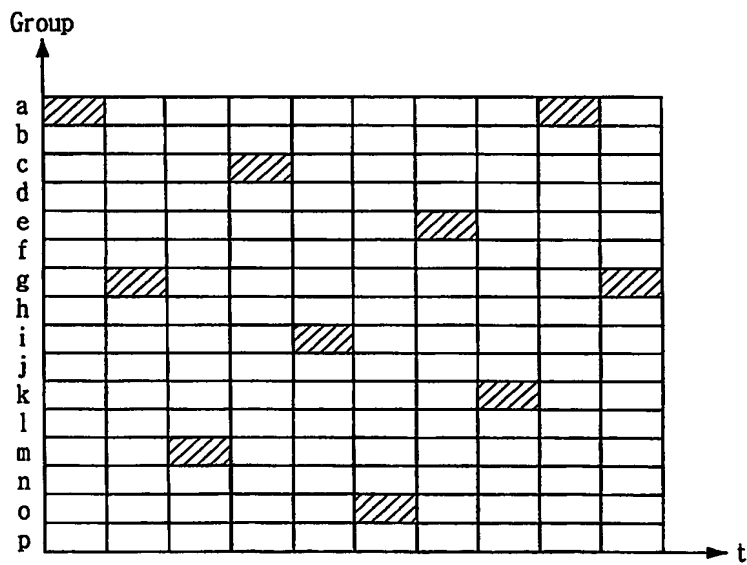
【도 22d】



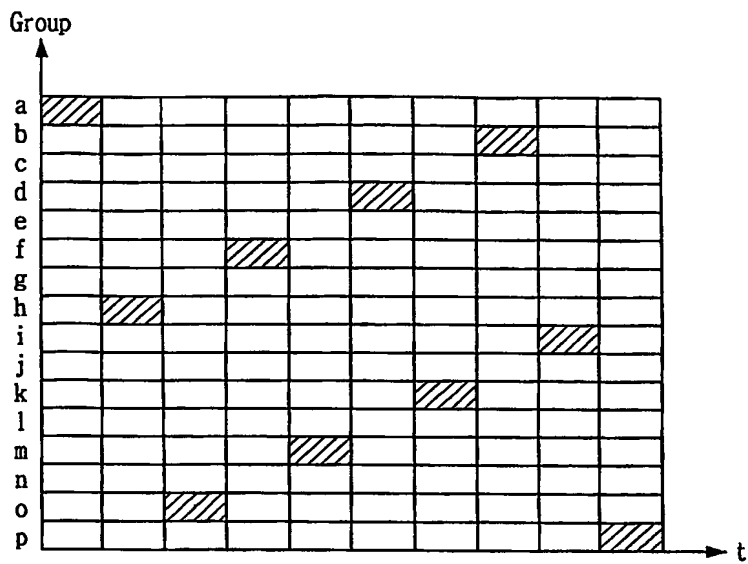
【도 22e】



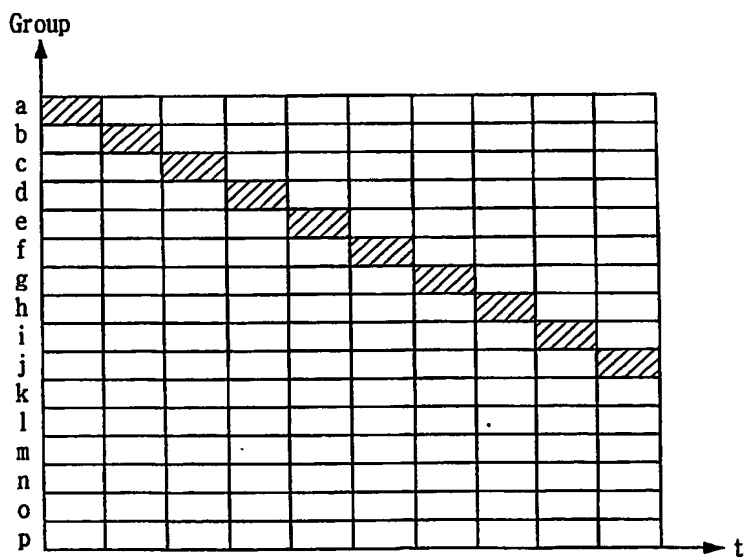
【도 22f】



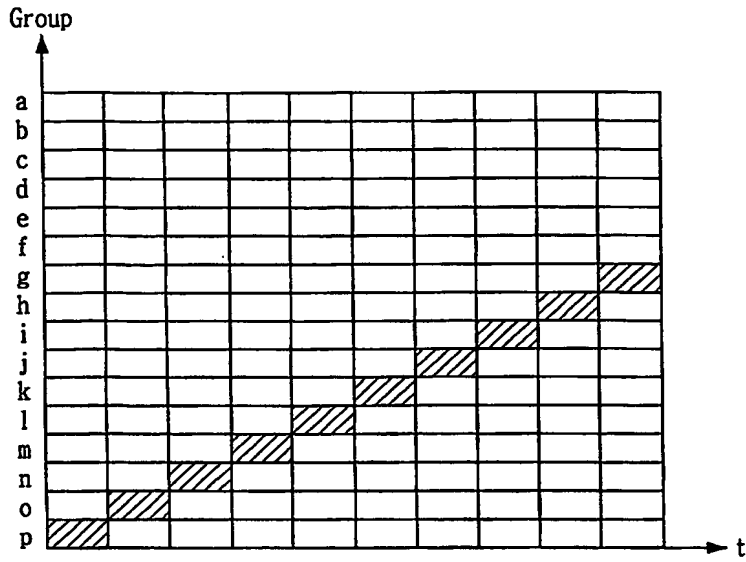
【도 22g】



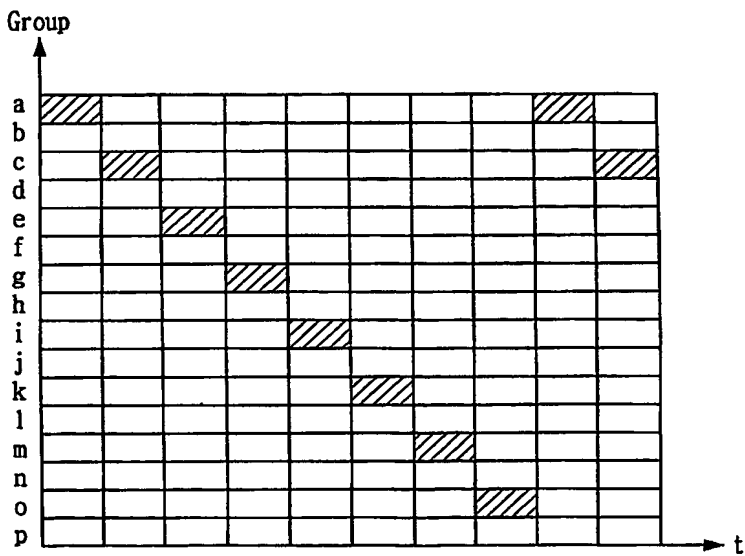
【도 23a】



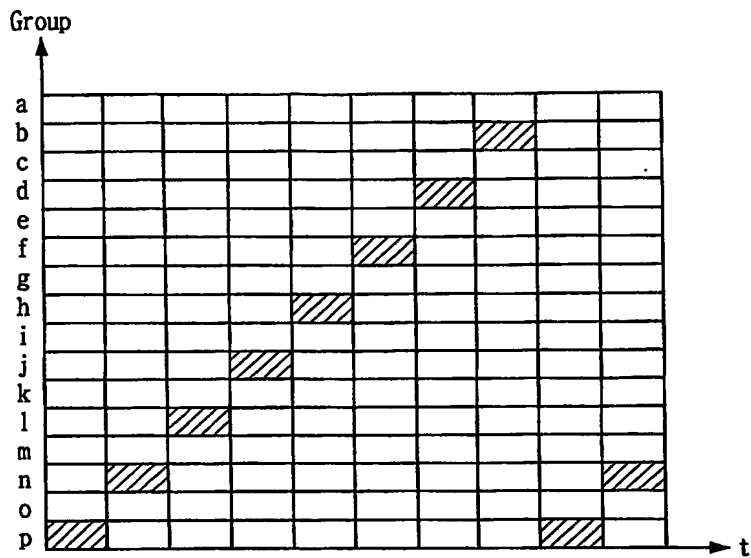
【도 23b】



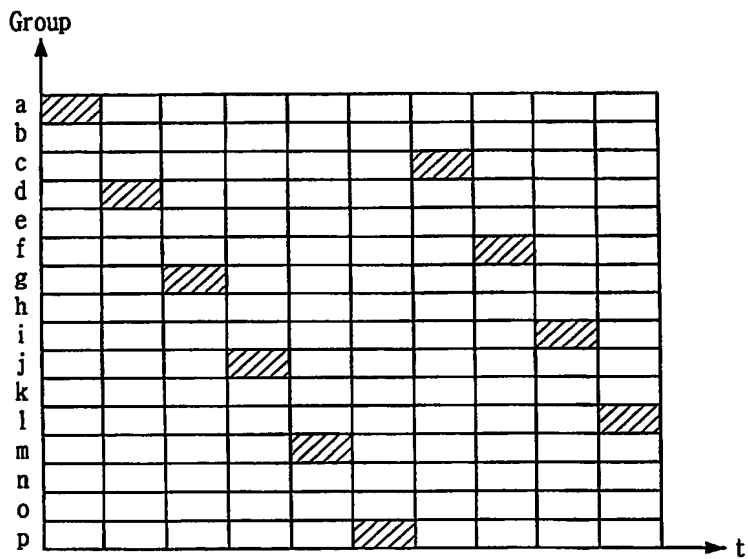
【도 23c】



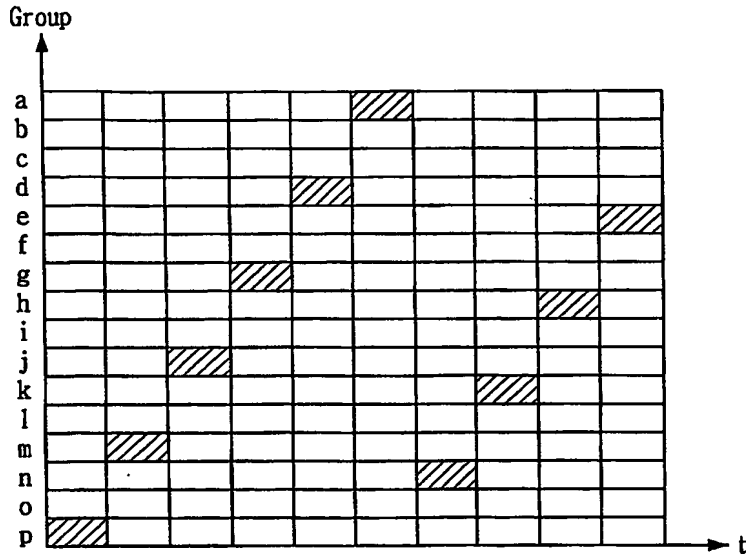
【도 23d】



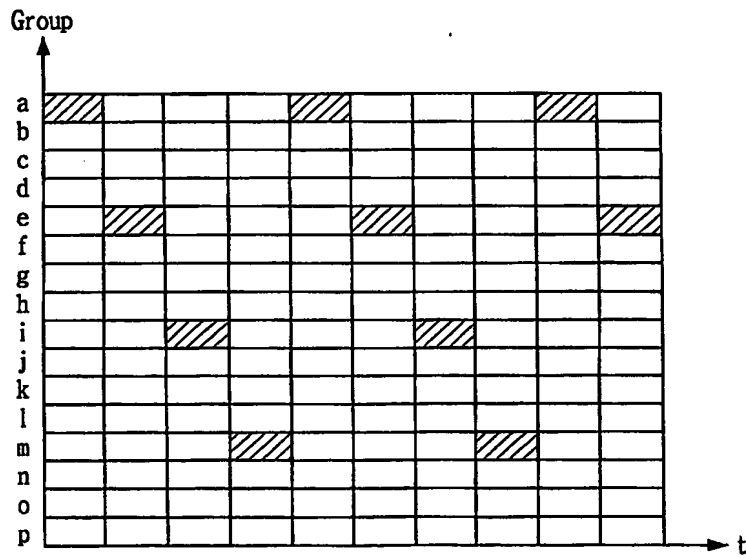
【도 23e】



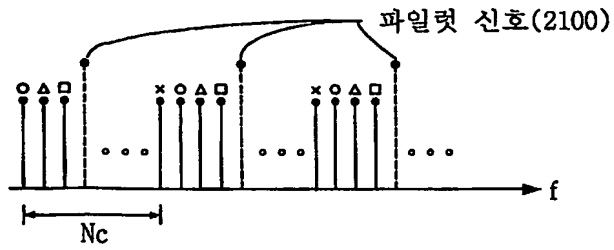
【도 23f】



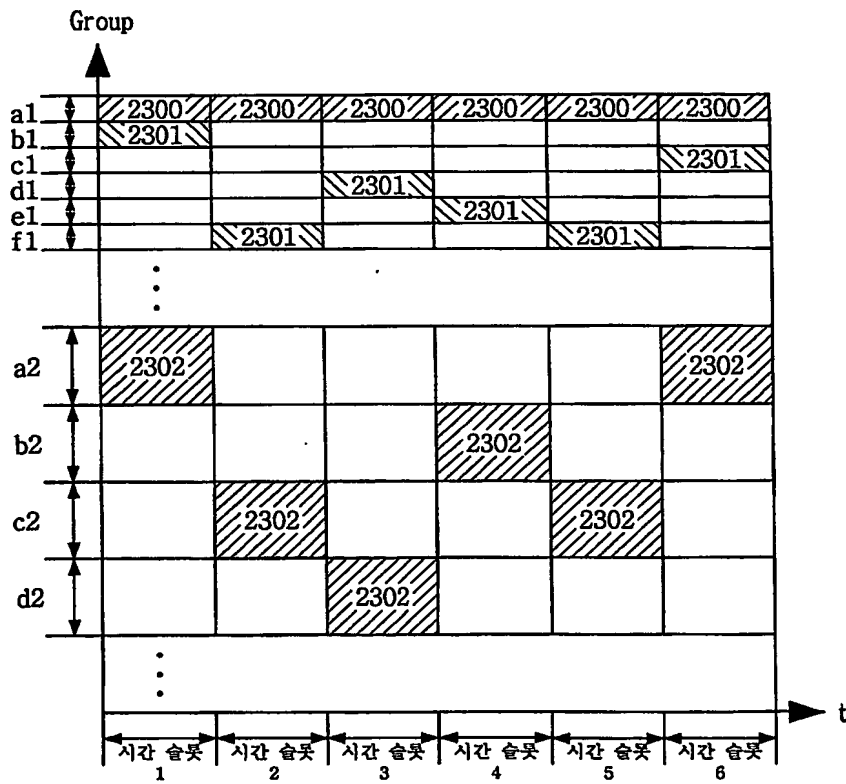
【도 23g】



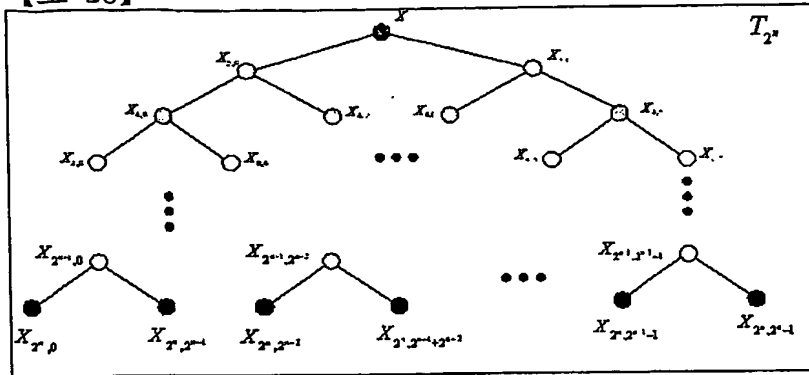
【도 24】



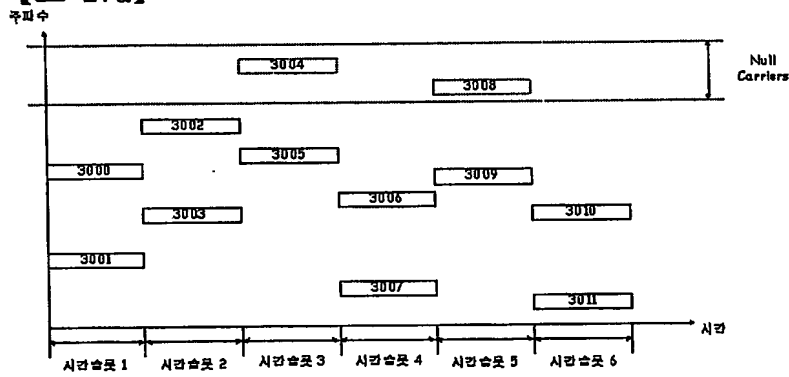
【도 25】



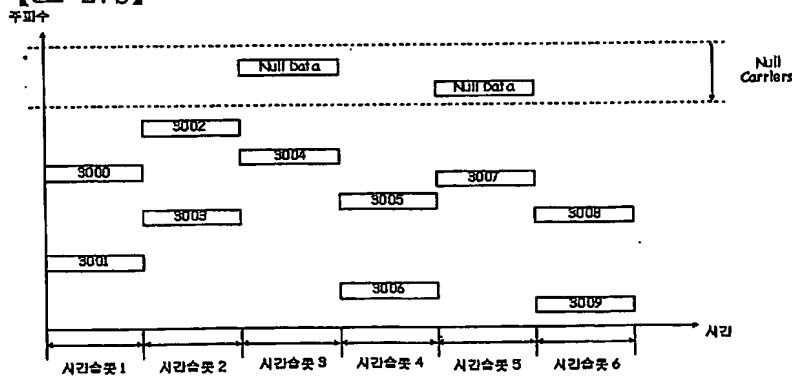
【도 26】



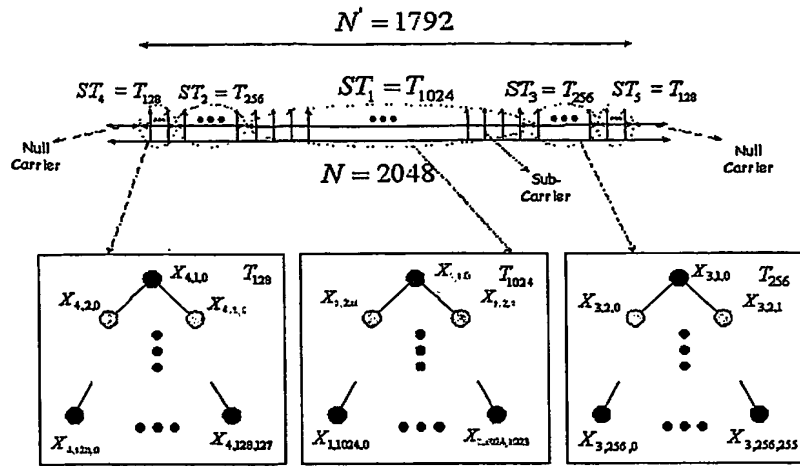
【도 27a】



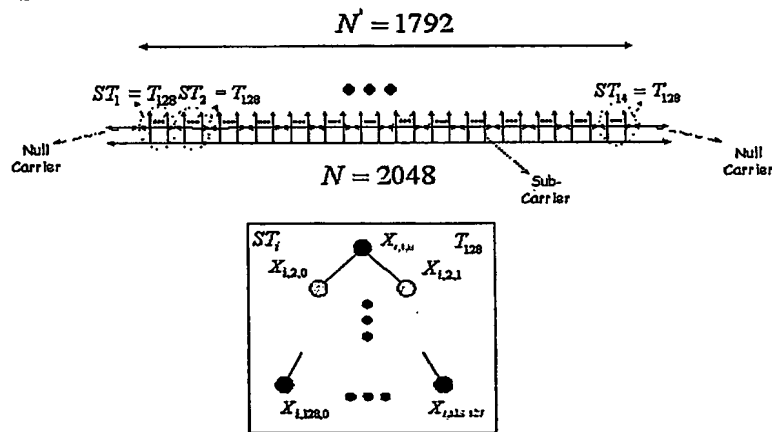
【도 27b】



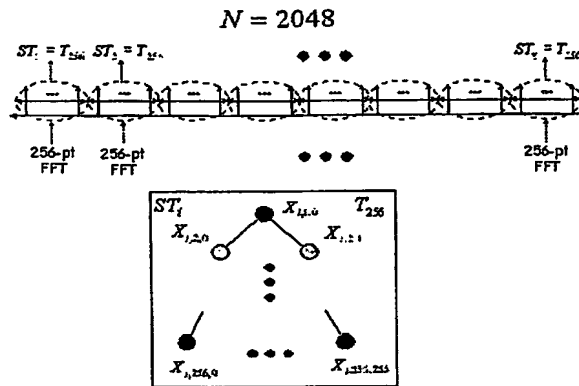
【도 28a】



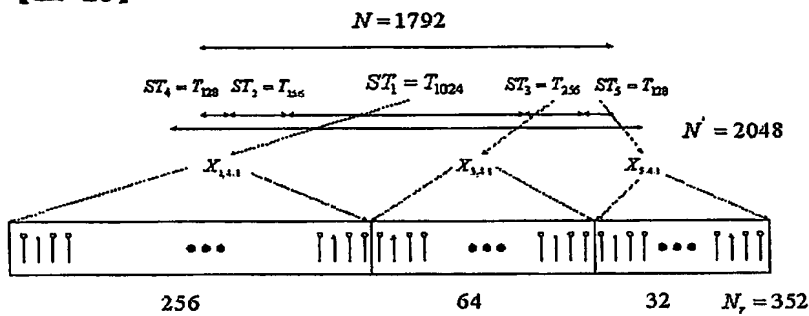
【도 28b】



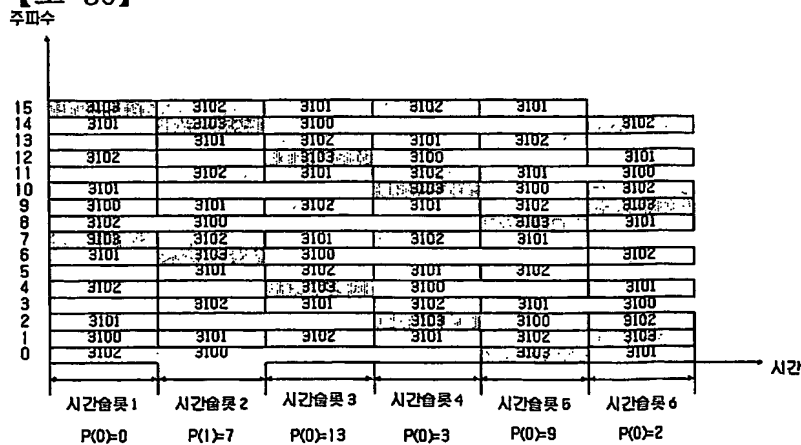
【도 28c】



【도 29】



【도 30】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.